

Thiago Fonseca Rech

Desenvolvimento de Emulador Trifásico de Umbilical

Trabalho de Conclusão de Curso
submetido ao Departamento de
Engenharia Elétrica da Universidade
Federal de Santa Catarina para a
obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Elétrica
Orientador: Prof. Dr. Eng. André Luís
Kirsten.

Florianópolis
2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária
da UFSC.

Rech, Thiago

Desenvolvimento de Emulador Trifásico de
Umbilical / Thiago Rech ; orientador, André Luís
Kirsten, 2018.

104 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro
Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica,
Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

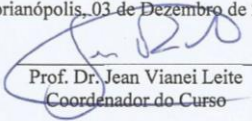
1. Engenharia Elétrica. 2. Emulador Umbilical.
3. Indutores de Núcleo de Ar. 4. Linhas de
transmissão.. I. Luís Kirsten, André. II.
Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

Thiago Fonseca Rech

**DESENVOLVIMENTO DE EMULADOR
TRIFÁSICO DE UMBILICAL**

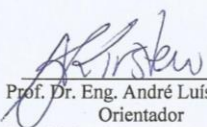
Esta Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para
obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado em
sua forma final pela Banca Examinadora

Florianópolis, 03 de Dezembro de 2018.

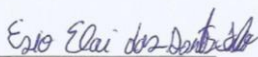


Prof. Dr. Jean Vianei Leite
Coordenador do Curso

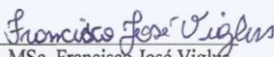
Banca Examinadora:



Prof. Dr. Eng. André Luís Kirsten
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina



MSc. Esio Eloi dos Santos Filho
Universidade Federal de Santa Catarina



MSc. Francisco José Viglus
Universidade Federal de Santa Catarina

À minha família.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais por sempre me apoiarem, me darem todas as condições para que eu pudesse me desenvolver e alcançar todas as minhas pequenas e grandes vitórias. A Clarissa Flôr que me acompanhou durante o período de graduação e cuja a companhia me proporcionou muitos momentos de alegria e amenizou os momentos de dificuldades.

Agradeço aos professores André Luís Kirsten e Marcelo Lobo por me auxiliarem e me proporcionarem grandes oportunidades de desenvolvimento. Também ao Instituto de Eletrônica de Potência por fornecer todos os recursos necessários para a execução deste trabalho.

Agradeço também a Larissa Avila pelas sugestões e conselhos. Aos meus amigos Rodrigo Brown, Vitor Querino, Pedro Schulze, Dario Menegasso, Cassiano Mattos, Douglas Ferronato, Vicente Mafra, e Matheus Figueiredo pela parceria durante todos esses anos.

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de técnicas de projeto de emuladores de umbilicais. É apresentada uma abordagem que permite projeto de indutores na faixa de frequência entre 60 Hz e 10 kHz. Serão apresentadas simulações de indutores em software de simulação por elementos finitos para avaliar indutância e variação da resistência com a frequência dos indutores. O emulador deve representar com fidelidade o comportamento de um umbilical na faixa 0 até 10 kHz. A validação do emulador é realizada comparando impedância teórica, obtida por modelagem por espaço de estados, com experimentos em bancada do emulador.

Palavras-chave: Emulador Umbilical, Indutores de Núcleo de Ar, Linhas de transmissão.

ABSTRACT

This work presents the development of project techniques to design power cable emulators. It is presented an approach that allows the design of air-core inductors in the range (60 kHz to 10 kHz). There will be presented a electromagnetic simulation to determine the variation of resistance with the frequency and to determine the inductor parameters. The emulator will have to represent the behavior of a sub-sea cable in the range of 60 Hz to 10 kHz.

Keywords: Cable Emulator, Air-Core Inductor, Transmission lines.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Sistema de acionamento de motor.....	20
Figura 2	Representação de cabo do tipo trifólio.....	24
Figura 3	Seção monofásica do modelo T- Nominal.....	26
Figura 4	Seção monofásica do modelo T-Simplificado.....	27
Figura 5	Modelo T-Simplificado para LTs trifásicas.....	27
Figura 6	Acoplamento série de seções trifásicas do modelo T-Simplificado.....	28
Figura 7	Acoplamento de duas seções monofásicas do modelo T-Simplificado.....	29
Figura 8	Indutor longo.....	30
Figura 9	Indutor de 1 camada.....	32
Figura 10	Indutor de múltiplas camadas.....	32
Figura 11	Indutância Mútua.....	33
Figura 12	Teste para Determinação de Indutância Mútua.....	33
Figura 13	Comparação na distribuição de corrente para condutores AWG 18, 16, 12 em 10 kHz.....	38
Figura 14	Comparação do efeito de proximidade na distribuição de corrente para 100 kHz, 10 kHz e DC.....	38
Figura 15	Comparação entre a distribuição de corrente em DC e 10kHz para um distância $d = 10,2\text{mm}$	40
Figura 16	Comparação entre a distribuição de corrente em DC e 10kHz para um distância $d = 0,2\text{mm}$	40
Figura 17	Comparação entre a distribuição de corrente em DC e 10 kHz para distância $d = 10,2 \text{ mm}$ considerando o chicote como um condutor formado por 10 condutores de cobre AWG 18.....	41
Figura 18	Acoplamento série das seções.....	44
Figura 19	Topologia do emulador reunindo resistências e indutâncias série.....	44
Figura 20	Principais parâmetros geométricos do Indutor. Sendo W o Diâmetro do Núcleo do Indutor, 'E' a espessura do chicote utilizado, e H a altura das espiras.....	47
Figura 21	Linhas de fluxo dos indutores.....	48
Figura 22	Simulação de esforço de corrente nos capacitores da LT.....	50
Figura 23	Transformada de fourier da tensão e corrente nos Capa-	

citores.....	50
Figura 24 Distribuição de Corrente nos capacitores.....	51
Figura 25 Dimensionamento dos resistores considerando a resistência série dos indutores.....	52
Figura 26 Conexão de elementos capacitivos e indutivos às PCBs.	53
Figura 27 Sensor à laser de temperatura Raytek Rainger MX.....	55
Figura 28 Analizador de Impedância 4294a.....	56
Figura 29 Tabela em VBA para transferência de dados entre o com- putador e o analisador de impedâncias.....	57
Figura 30 Primeiro Indutor Montado.....	58
Figura 31 Diagrama de Bode para o primeiro Indutor entre 40 Hz e 10 kHz.	58
Figura 32 Indutância (acima) e Resistência (abaixo) para o pri- meiro indutor montado.....	59
Figura 33 Segundo Indutor Montado.....	59
Figura 34 Indutância (acima) e resistência (abaixo) para o segundo indutor montado.	60
Figura 35 Diagrama de Bode para o terceiro indutor.....	60
Figura 36 Indutância (acima) e resistência (abaixo) para o indutor final.	61
Figura 37 Indutância(acima) e resistência (abaixo) para o conjunto de resistores de 25 m Ω	62
Figura 38 Teste de indutância mútua para as posições P1, P2, P3.	63
Figura 39 Placa de circuito impresso dos resistores.	66
Figura 40 Medição de indutância série.....	66
Figura 41 Diagrama de bode de indutores em série.	67
Figura 42 Ensaio de curto circuito para 1 seção do emulador.....	68
Figura 43 Diagrama de Bode de Impedância de entrada para 1 Seção do Emulador.....	68
Figura 44 Teste Impedância de entrada 7 seções.....	69
Figura 45 Teste de curto circuito para 7 seções série do emulador.	69
Figura 46 Diagrama 2D de conexões.....	70
Figura 47 Fluxograma simplificado do funcionamento do código para determinação da geometria do Indutor.....	79

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Resistividade específica e seu coeficiente de temperatura	26
Tabela 2	Parâmetros distribuídos do umbilical real.	42
Tabela 3	Parâmetros concentrados para emulador em BT.....	43
Tabela 4	Parâmetros concentrados para cada seção do emulador.	43
Tabela 5	Dimensões dos indutores.....	48
Tabela 6	Resultados do <i>script</i> para indutor de $78,86 \mu H$, $d = 0,4$	49
Tabela 7	Resultados do <i>script</i> para Indutor de $157.57 \mu H$, $d = 0,5$.	49
Tabela 8	Corrente nos capacitores em condições nominais.	51
Tabela 9	Comparativo entre diferentes maneiras de calcular in- dutância.....	62
Tabela 10	Temperatura em regime permanente para vários induto- res.	63
Tabela 11	Ensaio térmico com ventilação o forçada.	63
Tabela 12	Indutância de L_1 com L_2 em curto.....	64
Tabela 13	Indutância de L_1 com L_2 em circuito aberto.....	64
Tabela 14	Indutância de L_1 com L_2 em circuito aberto.....	64
Tabela 15	Fatores de acoplamento entre os indutores.	64
Tabela 16	Indutores de $157,72 \mu H$ produzidos para emulador.....	65
Tabela 17	Indutores de $78,86 \mu H$ produzidos para emulador.....	65

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3C	Umbilical formado por 3 Condutores
1C	Umbilical formado por 1 Condutor
AWG	American Wire Gauge
DC	Corrente Contínua
AC	Corrente Alternada
BT	Baixa Tensão
LT	Linha de Transmissão
MSIP	Máquina Síncrona de Imãs Permanentes
MEF	Método de Elementos Finitos
VSD	Variable Speed Driver
VBA	Visual Basic for Applications
L'	Indutância por Unidade de Comprimento
C'	Capacitância por Unidade de Comprimento
R'	Resistência por Unidade de Comprimento

LISTA DE SÍMBOLOS

ϵ	Permissividade
ϵ_r	Permissividade relativa
μ	Permeabilidade magnética
μ_r	Permeabilidade magnética elativa
ρ	Resistividade
α	Coefficiente térmico de resistividade elétrica

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	OBJETIVOS	22
1.1.1	Objetivo Geral	22
1.1.2	Objetivos Específicos	22
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	23
2.1	UMBILICAIS SUBMARINOS	23
2.2	MODELO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO	24
2.3	MODELO T-NOMINAL E π - NOMINAL	26
2.4	MODELO T-SIMPLIFICADO	27
2.4.1	Modelagem por espaço de Estados	28
2.4.2	Indutância Própria	30
2.4.3	Indutância Mútua	33
2.4.4	Método de Elementos Finitos	36
2.4.5	Condições de Contorno	36
2.4.6	Efeito de Skin e Proximidade	37
2.5	CENÁRIO E ESPECIFICAÇÕES	41
2.5.1	Parâmetros do Emulador de Umbilical	41
3	PROJETO E SIMULAÇÕES	45
3.1	INDUTORES	45
3.1.1	Escolha do Núcleo	45
3.1.2	Escolha do Cabo e Chicote	46
3.1.3	Determinação do número de voltas	47
3.1.4	<i>Script</i> em software	48
3.1.5	Capacitores	49
3.1.6	Distribuição de Corrente	51
3.1.7	Resistores	52
4	ENSAIOS E RESULTADOS	55
4.0.1	Equipamentos Utilizados	55
4.0.1.1	Medidor de Temperatura à laser - Rainger MX	55
4.0.1.2	Analizador de Impedâncias Agilent 4294a	56
4.0.2	Testes Iniciais	57
4.0.3	Caracterização do Indutor Final	60
4.0.4	Caracterização dos Capacitores	61
4.0.5	Caracterização dos Resistores	61
4.0.6	Comparativo entre os resultados da Simulação e da medição	61
4.0.7	Ensaio Térmico	62

4.0.8	Distância entre os Indutores	63
4.0.9	Manufatura dos Indutores.....	64
4.0.10	Resistores	66
4.0.11	Indutância Série	66
4.0.12	Diagrama de Bode da Impedância de Entrada do Emulador	67
4.0.13	Diagrama de Conexões	69
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	71
6	REFERÊNCIAS	73
	APÊNDICE A – <i>Script</i> para encontrar geometria do indutor.....	79
	APÊNDICE B – Variação de resistência em função da distância entre as camadas do Indutor	85
	APÊNDICE C – Interferência da indutância em função da distância de uma barreira ao indutor... ..	89
	APÊNDICE D – Simulação da variação da resistência em função da frequência	93
	APÊNDICE E – Tradução dos parâmetros da linha de transmissão em alta tensão para a bancada de testes	97
	ANEXO A – Anexo 1	103

1 INTRODUÇÃO

Convencionalmente, a transmissão de energia elétrica é realizada por terra utilizando cabos aéreos, entretanto, mudanças econômicas e tecnológicas vêm causando aumento do uso de formas não convencionais de transmissão de energia como interconexão entre redes continentais, aumento do uso de energia eólica *offshore*, e acionamento de máquinas em plataformas de extração de petróleo (ZUBIAGA, 2012).

A energia utilizada em muitas plataformas marinhas é frequentemente gerada na própria plataforma com geradores *onboard* de baixa eficiência (WORZIK, 2009). Dependendo da distância da plataforma à costa pode ser viável economicamente gerar energia na costa e transmiti-la até a estação de petróleo através de linha de transmissão submarina.

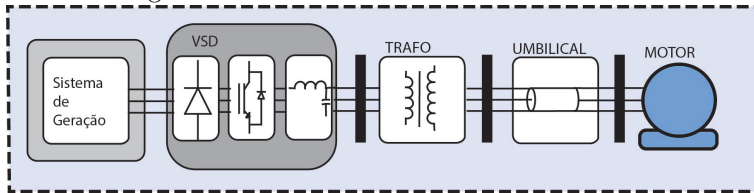
Dá-se o nome de umbilical às linhas de transmissão flexíveis com armadura que contém cabos de potência e circuitos auxiliares como cabos de fibra óptica e até dutos hidráulicos para escoamento de fluidos. Por serem mais compactos do que linhas de transmissão convencionais, os umbilicais possuem interações eletromagnéticas mais expressivas, cuja a interferência no sistema de acionamento pode ser crítica dependendo da aplicação (MARAFFON, 2016).

Emuladores de linhas de transmissão já foram desenvolvidos para testar o funcionamento de sistemas de controle de velocidade de motores na qual a distância entre o motor e o inversor de frequência é elevada, motivados pela redução de custos em comparação com a utilização do umbilical real (SHEUER, 2009). Em Scheuer (2009) foi construído emulador de umbilical para teste *High Speed Variable Speed Drive* nos níveis de tensão e corrente do compressor submarino. Este emulador pode simular linhas de transmissão que chegam a 50 km, é formado por 10 seções π , opera em 52 kV e 300 A. Foram utilizados indutores com núcleos de ar devido à estabilidade da indutância na faixa utilizada de frequência e correntes utilizada (0 - 10 kHz e 300 A), apesar destes necessitarem de distâncias maiores entre si para evitar acoplamento magnético, por este motivo, o emulador ocupa um espaço de 45 m x 23 m. Também é possível alterar a indutância dos indutores e resistores através de *taps*. Foram empregados capacitores, sem fusíveis para evitar sua resistência série, posicionados nas seções do tipo π .

No projeto para qual o emulador está sendo desenvolvido, o gerador encontra-se na costa e a máquina à ser acionada encontra-se a 30 km, no oceano. O umbilical submarino conecta um *variable speed driver* (VSD) localizado na costa a máquina síncrona de imãs permanen-

tes (MSIP), conforme apresentado na Figura 1. O sistema de controle utilizado para acionar a MSIP não utilizará sensores na máquina, as informações sobre o funcionamento são apenas a tensão e a corrente no VSD. Portanto, é essencial investigar a influência do umbilical no sistema de controle. Devido a elevada potência da máquina utilizada nesta aplicação serão realizado experimentos em uma escala menor, de maneira que os comportamento do sistema elétrico seja mantido. Cabe ao emulador de umbilical a ser desenvolvido reproduzir os efeitos causados pelo cabo em escala real. A construção do emulador é realizada a partir dos parâmetros concentrados (R , L , C) do modelo T-Simplificado, devido à sua simplicidade de representação matemática.

Figura 1 – Sistema de acionamento de motor.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

O presente trabalho está estruturado em cinco capítulos, o segundo capítulo apresenta revisão bibliográfica sobre características de umbilicais submarinos, parâmetros elétricos, sua variação em função de frequência e nível de sinal. São abordados tópicos a respeito de modelos de linhas de transmissão, importância da inserção de sua modelagem em sistemas de controle de máquinas.

No terceiro capítulo é apresentado o projeto dos elementos magnéticos, capacitivos e resistivos presentes no emulador. Serão apresentadas simulações realizadas no software de simulação eletromagnética *Femm 4.2* para obter informações relevantes à respeito da estrutura dos indutores.

O quarto capítulo apresenta ensaios realizados com cada componente individual do emulador. Serão apresentados testes térmicos com e sem ventilação forçada e medições de parâmetros dos componentes em função da frequência. Também apresenta ensaios e comparações teóricas entre o emulador e seu modelo de espaço de estados. São apresentados gráficos da impedância do emulador em função da frequência, também serão apresentados os equipamentos utilizados em testes e ensaios durante o projeto. O quinto e último capítulo apresenta conclusões sobre o trabalho assim como sugestões para trabalhos futuros.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

O principal objetivo deste trabalho é projetar e construir um emulador de umbilical de potência em escala. .

1.1.2 Objetivos Específicos

Projetar e manufaturar indutores de baixas resistências, baixo acoplamento magnético entre si e dispostos em uma estrutura resistente. Projetar emulador que deverá permita o desacoplamento de alguns de seus componentes, para que possa ser utilizado em demais pesquisas.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é apresentada uma revisão sobre modelos de linhas de transmissão monofásicas e trifásicas, conceito de indutância, efeito *skin* e proximidade. Também são apresentadas investigações prévias que foram realizadas para identificar a relevância da geometria do indutor na variação de resistência. Estes conhecimentos serão relevantes para o desenvolvimento do emulador de umbilical, que representará um umbilical de 30 km, utilizado para acionamento de uma MSIP.

2.1 UMBILICAIS SUBMARINOS

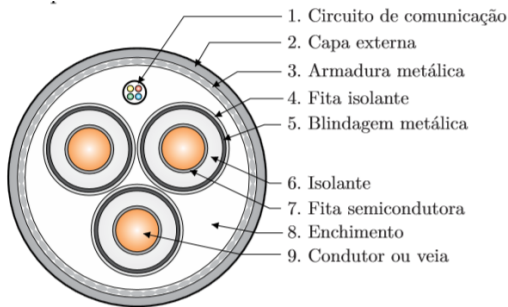
Devido ao ambiente no qual são instalados umbilicais submarinos, estes necessitam de uma estrutura reforçada e diferenciada de linhas de transmissão convencionais. Existe uma grande variedade de estruturas, formas, materiais utilizados e níveis de tensão. (HAFNER, 2016). O umbilical a ser emulado neste trabalho apresenta estrutura do tipo trifólio, possui três condutores unipolares, com seção transversal de 120 mm^2 . é revestido por material isolante, camada semi-condutora e blindagem individual, seguindo a norma IEC60502-2, similar a estrutura apresentada na Figura 2. Este tipo de umbilical é formado por três condutores equidistantes, podendo serem de cobre ou de alumínio, dependendo da aplicação. Por possuir menor resistividade, o cobre permite menor área de seção transversal do que alumínio, reduzindo custos com os outros materiais que envolvem o condutor, mas possui valor de mercado mais elevado. Outras estruturas de umbilicais desempenham papel importante:

- Isolante, fornece uma barreira entre as estruturas e evita que haja rompimento de dielétrico durante operação sob tensão nominal e picos de tensões gerados em transitórios.
- Blindagens metálica, confina o campo elétrico gerado pelo condutor. É comumente feito de chumbo devido suas características de impermeabilidade e, em alguns projetos, têm sido utilizado para aumentar o peso do cabo e mantê-lo estável no solo marinho. Devido à fragilidade do chumbo, requer aplicação conjunta de materiais o reforcem mecanicamente, e por este motivo, não são utilizados em umbilicais voltados para plataformas de extração

de petróleo, na qual a preferência é voltada ao cobre.

- Fitas Semicondutora, envolvem os condutores com o objetivo de uniformizar o campo elétrico dentro do isolante. Evitando o aparecimento de concentrações de gradientes de tensão em determinados pontos e por consequência, rompimento do dielétrico da camada isolante (HAFNER, 2016).
- Enchimento, serve principalmente para manter a estrutura mecânica do umbilical.
- Armadura, geralmente formada por fitas de aço, é um reforço mecânico aplicado para suportar esforços radiais, de tração e compressão.
- Circuitos de comunicação, são utilizados principalmente para sensoriamento e controle de máquinas.

Figura 2 – Representação de cabo do tipo trifólio.



Fonte: MARAFFON (2013).

2.2 MODELO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

Um sistema de linhas de transmissão trifásico pode ser constituído por três cabos monopolares ou um cabo tripolar. É relativamente comum encontrar modelos elétricos para representar umbilicais no qual a corrente do condutor central retorna pela blindagem, para o modelo trifásico, no qual a corrente retorna de um cabo retorna pelos outros dois condutores é relativamente mais complexa (HAFNER,

2016). A escolha entre utilizar três cabos monofásicos ou um trifásico não é sempre óbvia, depende da instalação, dos métodos de proteção utilizados, e disponibilidade de fabricação. Por exemplo, aplicações em corrente alternada (AC) há maiores perdas em na armadura para umbilicais monofásicos (1C) do que para um umbilicais trifásicos (3C), entretanto possui pior condução de calor (WORZYK, 2009). Esta escolha implica em alterações nos parâmetros de modelos utilizados para representar o emulador, sendo a análise analítica de linhas trifásicas mais complexa (HAFNER, 2009).

As linhas de transmissão físicas possuem seus parâmetros elétricos distribuídos uniformemente, muitos modelos matemáticos buscam modelar o comportamento da linha de transmissão utilizando parâmetros concentrados, caracterizadas pelos seguintes parâmetros, baseado em Salgado(2016):

- Resistência Série - Representa as perdas por efeito Joule, causadas pela resistência série dos condutores.
- Condutância Shunt - Representa as perdas por efeito Joule, devido à fuga de corrente pelo isolamento.
- Capacitância Shunt - Representa o campo causado pela diferença de potencial entre os condutores.
- Indutância Série - Representa a indutância dos condutores devido ao campo magnético criado.

A resistência é a propriedade mais importante do cabo condutor. Independentemente de ser formado de cobre ou alumínio, a resistividade do material varia com a temperatura conforme (2.1). Portanto, dependendo da análise é necessário conhecer a temperatura de operação do umbilical. (WORZYK, 2009).

$$\rho_{\theta} = \rho_{20} \cdot (1 + \alpha(\theta - 20)) \quad (2.1)$$

- ρ_{θ}
- ρ_{20} - Resistividade a 20 °C $\Omega mm^2/m$;
- α - Coeficiente de temperatura de resistividade elétrica. (1/K)

A Tabela 1 apresenta os parâmetros ρ_{20} e α para os materiais comumente utilizados como condutores em LTs.

Tabela 1 – Resistividade específica e seu coeficiente de temperatura

	Copper	Aluminium
ρ_{20} a 20°C , $[\Omega\text{mm}^2/\text{m}]$	0,01786	0,02874
α a 20°C , $[1/\text{K}]$	0,00392	0,0042

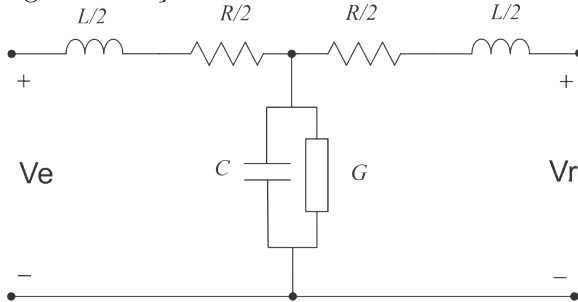
Fonte: Baseado em Worzyk(2009).

Existem diferentes modelos elétricos que podem representar o cabo, dependendo da precisão desejada e do tipo de estudo a ser realizado. Fatores como temperatura, efeito de proximidade e skin, faixa de frequência de interesse devem ser analisados para cada aplicação (RATZE, 2017). Neste trabalho o modelo é orientado ao controle, desconsiderando acoplamentos entre as fases das linhas de transmissão devido a complexidade dessa tarefa. Assim considera-se apenas os condutores centrais do umbilical, desconsiderando os acoplamentos entre as fases. Portanto para as análises dos modelos apresentados são considerados três sistemas monofásicos magneticamente desacoplados.

2.3 MODELO T-NOMINAL E π - NOMINAL

Neste modelo são inseridos todos os parâmetros citados acima, conforme apresentado na Figura 3.

Figura 3 – Seção monofásica do modelo T- Nominal.

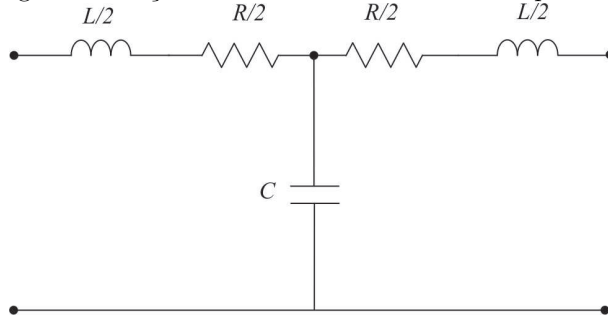


Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

2.4 MODELO T-SIMPLIFICADO

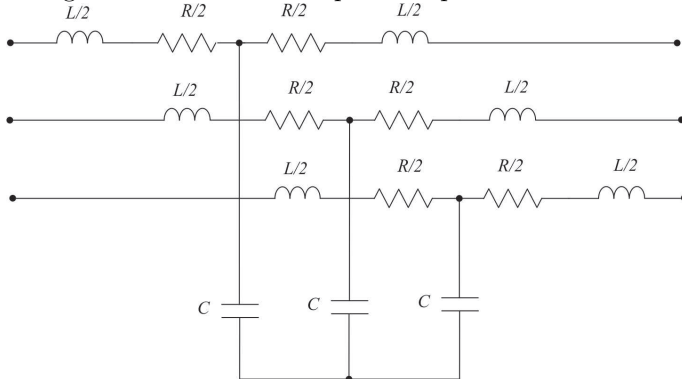
Devido aos baixos valores de condutância *shunt* comumente encontrados em LTs estes podem ser desprezados, gerando o Modelo T Simplificado, representado na Figura 4. Da mesma maneira, a seção trifásica do emulador pode ser montada utilizando três esquemas monofásicos, conforme o apresentado na Figura 5.

Figura 4 – Seção monofásica do modelo T-Simplificado.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Figura 5 – Modelo T-Simplificado para LTs trifásicas.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Se o objetivo é analisar o cabo em uma faixa de frequência maior do que a fundamental (50 Hz - 60 Hz), uma opção pode ser cascatear múltiplas seções individuais. Os indutores e capacitores utilizados neste

trabalho serão utilizado tanto no emulador passivo de umbilicais, foco deste trabalho, nos quais o parâmetros não são intencionalmente variados, quanto em um emulador ativo de umbilical. A fidelidade de modelos baseados em parâmetros concentrados depende principalmente da maior frequência de interesse de análise. Quanto maior esta for, maior deverá ser o número de seções, conforme apresentado por (2.2).

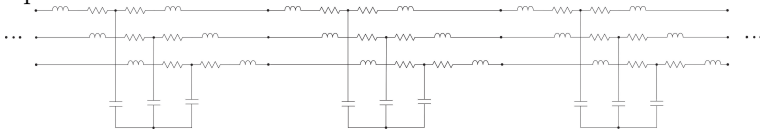
$$N = \frac{8lf_{max}}{v} \quad (2.2)$$

Sendo:

- f_{max} a maior frequência de interesse na análise;
- $v = 1/\sqrt{L' \cdot C'}$;
- l Comprimento do cabo umbilical.

A Figura 6 apresenta seções trifásicas acopladas em série, com o objetivo de representar o comportamento de um cabo em maior espectro de frequências.

Figura 6 – Acoplamento série de seções trifásicas do modelo T-Simplificado.



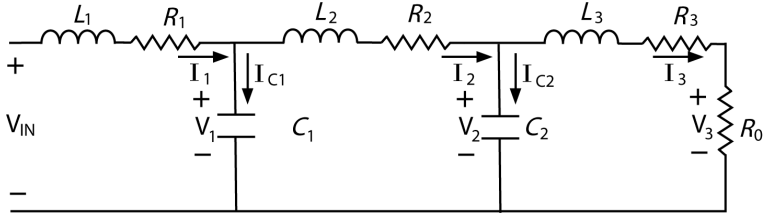
Fonte: Baseado em Zubiaga (2012).

2.4.1 Modelagem por espaço de Estados

Para encontrar a resposta em frequência da impedância do emulador conectado à uma carga de valor R_0 , foi utilizada modelagem por espaço de estados. Esta modelagem, para o circuito apresentado na Figura 7 é representada por (2.3) e (2.4).

$$[\dot{X}] = A[X] + Bu \quad (2.3)$$

Figura 7 – Acoplamento de duas seções monofásicas do modelo T-Simplificado.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

$$[Y] = C[X] + Du \quad (2.4)$$

$$\frac{d}{dt}I_1 = \frac{1}{L_1}V_{IN} - \frac{R_1}{L_1}I_1 - \frac{V_1}{L_1} \quad (2.5)$$

$$\frac{d}{dt}I_2 = \frac{1}{L_2}V_2 - \frac{R_2}{L_2}I_2 - \frac{V_2}{L_2} \quad (2.6)$$

$$\frac{d}{dt}I_3 = \frac{1}{L_3}V_3 - \frac{R_3}{L_3}I_3 - \frac{V_3}{L_3} \quad (2.7)$$

$$\frac{d}{dt}V_1 = \frac{1}{C_1}(I_1 - I_2) \quad (2.8)$$

$$\frac{d}{dt}V_2 = \frac{1}{C_2}(I_2 - I_3) \quad (2.9)$$

Portanto,

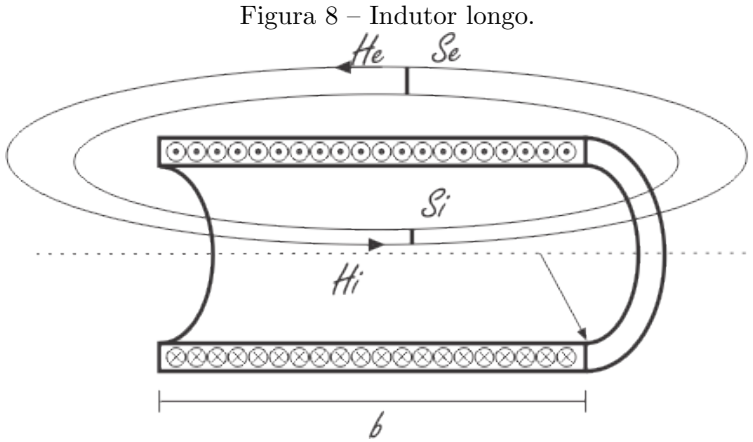
$$X = \begin{bmatrix} I_1 \\ V_1 \\ I_2 \\ V_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{R_2}{L_2} & \frac{-1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{C_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_3} & \frac{R_2+R_0}{L_3} & \frac{-1}{L_3} \end{bmatrix};$$

$$u = \begin{bmatrix} V_{IN} \\ I_1 \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_3} \end{bmatrix} C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

O resultado para 7 seções encontra-se no Anexo A.

2.4.2 Indutância Própria

A indutância é definida como a razão entre fluxo magnético concatenado e corrente necessária para criá-lo. Para um indutor cujo o comprimento é muito maior do que sua altura, como o indutor representado na Figura 8, a dedução analítica da indutância é bastante simplificada.



Fonte: Baseado em Bastos (2008).

Utilizando a lei de Ampere:

$$\oint_P \mathbf{H} d\mathbf{l} = nI \quad (2.10)$$

Obtendo um caminho magnético P, divide-se o mesmo em um caminho interno (Pi) e um caminho externo (Pe), assim a integral de linha de H é simplificada para (2.11).

$$H_i P_i + H_e P_e = nI \quad (2.11)$$

Sabendo que o fluxo magnético é conservativo, e que S_e se estende ao infinito, podemos provar que $H_e \ll H_i$.

$$\mu_0 H_e S_e = \mu_0 H_i S_i \quad (2.12)$$

$$H_e = H_i \frac{S_i}{S_e} \quad (2.13)$$

Sendo a indutância própria definida por (2.13);

$$L = n \frac{\phi}{I} \quad (2.14)$$

$$\phi = \mu_0 H_i S = \mu_0 \frac{nI}{b} \pi R^2 \quad (2.15)$$

Portanto, para indutores com núcleo de ar nos quais o comprimento é muito maior do que o diâmetro a indutância é determinada por (2.16).

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A}{b} \quad (2.16)$$

Se o comprimento do indutor não for muito maior do que seu diâmetro, (2.16) não pode ser utilizada. A fórmula exata da indutância própria do indutor depende muito de sua geometria (número de camadas, comprimento e diâmetro), e frequentemente envolve resolução de Equações de Bessel. Por isso, o uso de aproximações é comumente utilizado para geometrias diferentes. A Eq. 2.17 é utilizada para indutores de 1 camada, com erro menor que 1% quando $b > 0,8a$, similar a geometria apresentada na Figura 9 (WHEELER, 1928).

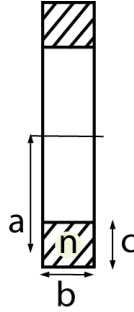
$$L = 0,8 \frac{a^2 n^2}{9a + 10b} [\mu\text{H}] \quad (2.17)$$

Na qual:

- a = média do raio externo e interno do indutor (polegadas)
- b = comprimento do indutor (polegadas).

A Equação (2.18) é mais indicada para aproximar a indutância

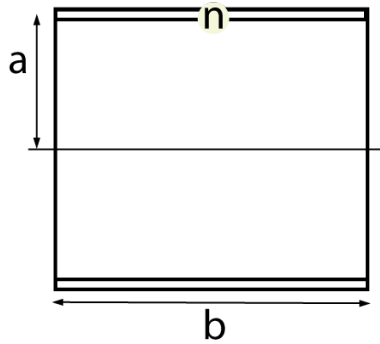
Figura 9 – Indutor de 1 camada.



Fonte: Baseado em Wheeler (1928).

em indutores multicamadas o diâmetro é similar ao seu comprimento (WHEELER, 1928). Quando os parâmetros do denominador são aproximadamente iguais, a fórmula permite precisões de 1 %, entretanto, não foram encontrados valores dos erros associados ao utilizar (2.18) e (2.17) para outras geometrias.

Figura 10 – Indutor de múltiplas camadas.



Fonte: Baseado em Wheeler (1928).

$$L = 0,8 \frac{a^2 n^2}{6a + 9b + 10c} [\mu\text{H}] \quad (2.18)$$

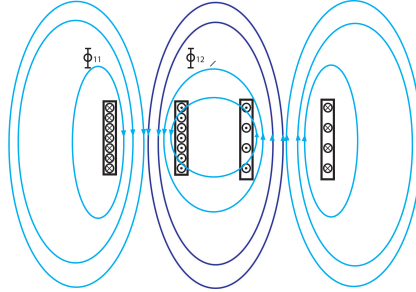
Sendo os parâmetros a e b identificados por (2.17), e:

- c = diferença entre raio externo e interno do indutor (polegadas).

2.4.3 Indutância Mútua

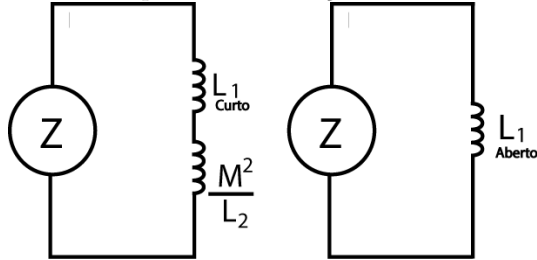
Analiticamente, a indutância mútua entre dois indutores posicionados com eixo central em paralelo, conforme apresentado na Figura 11, é determinada a partir da resolução de integrais de funções de *Bessel* e de *Sturges* (CONWAY, 2010). Também pode ser determinada experimentalmente a partir de resultados de um analisador de impedâncias, conforme técnica já utiliza por Silva (2017), a indutância mútua do circuito é fornecida por (2.28). É medida a indutância entre os terminais do indutor L_1 para L_2 em curto $L1_{(curto)}$, e com seus terminais em aberto $L1_{(aberto)}$.

Figura 11 – Indutância Mútua.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Figura 12 – Teste para Determinação de Indutância Mútua.



Fonte: Baseado em Silva (2017).

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (2.19)$$

$$v_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (2.20)$$

Com os terminais de L_2 em curto $v_2 = 0$.

$$0 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \quad (2.21)$$

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = -M \frac{di_1}{dt} \quad (2.22)$$

Substituindo (2.22) em (2.19):

$$L_2 \frac{di_2}{dt} = -M \frac{di_1}{dt} \quad (2.23)$$

$$v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} - \frac{M^2}{L_2} \frac{di_1}{dt} \quad (2.24)$$

Portanto,

$$Z = (L_1 - \frac{M^2}{L_2})j\omega \quad (2.25)$$

$$\Im(Z) = (L_1 - \frac{M^2}{L_2})j\omega \quad (2.26)$$

Como $L_{1(aberto)}$ é a indutância do Indutor 1 na qual os terminais do Indutor 2 estão em aberto. E $L_{1(curto)}$, a indutância medida com os terminais de L_2 em curto, obtêm-se 2.27.

$$\frac{X_L}{\omega} = L_{1(curto)} = (L_{(aberto)} - \frac{M^2}{L_2}) \quad (2.27)$$

Então,

$$M = \sqrt{(L_{1(aberto)} - L_{1(curto)}) \cdot L_2} \quad (2.28)$$

Considerando um indutor conectado à rede próximo à outro com seus terminais curto circuitados, podemos encontrar o fator de acoplamento (k) entre os indutores. Conforme (HAYT, 1973), a potência instantânea no primeiro indutor é dada por:

$$v_1 i_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} i_1 \quad (2.29)$$

Como o segundo indutor está em curto circuito:

$$v_2 i_2 = 0 \quad (2.30)$$

Considerando $i_1 = I_1$:

$$\int_0^{t_1} v_1 i_1 dt = \int_0^{I_1} L_1 i_1 di_1 = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 \quad (2.31)$$

Considerando i_2 constante, também:

$$\int_{t_1}^{t_2} v_2 i_2 dt = \int_0^{I_2} L_2 i_1 di_2 = \frac{1}{2} L_2 I_2^2 \quad (2.32)$$

Entretanto, a energia fornecida pela rede ao Indutor 1 também inclui a indutância mútua.

$$\int_{t_1}^{t_2} v_1 i_1 dt = \int_{t_1}^{t_2} M_{12} \frac{di_2}{dt} i_1 dt = M_{12} I_1 \int_0^{I_2} di_2 = M_{12} I_1 I_2 \quad (2.33)$$

Então, a energia W armazenada no circuito:

$$W = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 - M_{12} I_1 I_2 \quad (2.34)$$

Conforme descrito em Hayt(1973), a (2.34) pode ser expressa em função do tempo conforme (2.35) e então expressa completando o quadrado, conforme (2.36). Como a energia não pode ser negativa, esta pode ser descrita por (2.37).

$$\omega = \frac{1}{2} L_1 i_1^2 + \frac{1}{2} L_2 i_2^2 - M_{12} i_1 i_2 \quad (2.35)$$

$$\omega = \frac{1}{2} (\sqrt{L_1} i_1 - \sqrt{L_1} i_1)^2 + L_2 i_2 i_1 - M_{12} i_1 i_2 \quad (2.36)$$

$$M \leq \sqrt{L_1 L_2} \quad (2.37)$$

Portanto, o valor máximo que a indutância mútua pode assumir, se todo o fluxo fosse concatenado, é $\sqrt{L_1 L_2}$. A relação entre o maior valor de indutância possível e o valor encontrado é chamado *coeficiente de acoplamento*, expressado por (2.38).

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.38)$$

2.4.4 Método de Elementos Finitos

Devido à complexidade em projetar solenoides baseadas em suas formulações analíticas, neste trabalho é utilizado o método de elementos finitos para determinar a geometria do indutor. Embora tenham sido encontradas aproximações na literatura, tal qual a representada por 2.18 o erro não é conhecido para as várias geometrias possíveis. O Método de elementos finitos permite propõe reduzir uma geometria complexa em pequenas seções, caracterizando um problema de resolução mais simples.

2.4.5 Condições de Contorno

As condições de contorno utilizadas para resolução de problemas magnetostáticos vêm em cinco variedades (MEEKER, 2015)

- *Dirichlet*. Nesta condição o Fluxo eletromagnético perpendicular à barreira é definido. O uso mais comum é ajustar seus coeficientes para anulá-lo.
- *Neumann*. Especifica a derivada do fluxo em relação à condição de contorno. Quando definida $\delta A / \delta n = 0$ o fluxo é forçado a cruzar a barreira com um ângulo de 90° , consistente com superfícies com altas permeabilidades magnéticas.
- *Robin*. Esta condição permite que regiões limitadas imitem o comportamento de uma região ilimitada. Prescrevendo uma relação entre o valor de A e sua derivada em relação à barreira.
- *Periodic A*. Utilizada para unir duas regiões de contorno, igualando seus valores de H.
- *Antiperiodic* Esta função é similar à *Periodic A*, mas os valores atribuídos às condições de contorno possuem sinais contrários.

O Software FEMM 4.2 possui diversos parâmetros para que sejam atribuídas as condições de contorno, a parâmetro tipo *Mixed*, denotada pela expressão (2.39) é um misto entre a condição de *Neuman* e *Dirichlet* pode ser utilizada para criar condições de contorno assintóticas. Este cenário é uma das maneiras mais simples de simular uma região aberta, bastando definir corretamente c_0 e atribuindo $c_1 = 0$. Também

pode ser utilizada para determinar o campo H paralelo ao contorno, atribuindo c_1 o valor de campo H desejado e $c_0 = 0$ (MEEKER, 2015).

$$\left(\frac{\mu_r}{\mu_0}\right) \frac{\delta A}{\delta n} + c_0 A + c_1 = 0 \quad (2.39)$$

Condições de contorno abertas são frequentemente utilizadas em problemas em que não há barreira natural ao objeto de simulação, nessas situações, o desejado é que o valor do campo magnético gerado seja nulo no infinito. Entretanto, a simulação por elementos finitos necessita de um domínio limitado. Uma maneira mais simples de o fazê-lo é determinar uma região longe suficiente do objeto de simulação, e declarar que neste ponto ($H = 0$). Entretanto, determinar distância necessária para obter uma resposta precisa não é trivial, e para tal, este método define um domínio de simulação muito maior do que o necessário, resultando em tempos maiores de simulação e grandes gastos de energia (MEEKER, 2015).

As condições de contorno assintóticas permitem utilizar domínios menores de simulação ao cuidadosamente especificar valores de c_0 e c_1 para uma região circular conforme (2.40) e (2.41).

$$c_0 = \frac{n}{\mu_0 r_0} \quad (2.40)$$

$$c_1 = 0 \quad (2.41)$$

No qual n é dependente da maneira com que o campo do objeto simulado é visto à distancia. Se for $n = 1$, o objeto é forma linhas de formato similar às formadas por um monopolo.

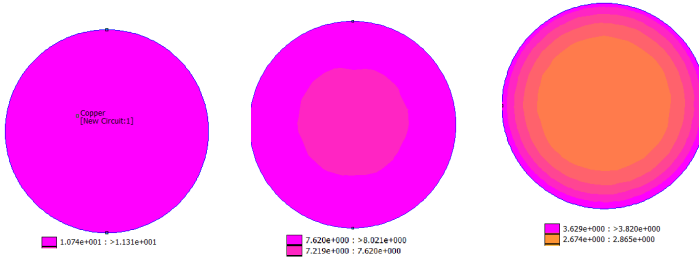
2.4.6 Efeito de Skin e Proximidade

A variação da corrente em condutores gera um campo magnético existente no interior e exterior do condutor, com a variação deste campo são criadas correntes nas bordas do condutor, que alteram a distribuição de corrente. Quanto maiores essas correntes secundárias (*Eddy-Currents*) maior é a alteração da distribuição de corrente no condutor. O aumento da resistência em função da frequência é um dos maiores desafios em projeto de indutores (BARTOLI, 1996).

Assim, a variação da resistência devido ao do efeito *skin* depende da frequência, do material do condutor, e de seu diâmetro. A Figura 13 apresenta uma comparação na distribuição de corrente para condutores

AWG18, 16 e 12 em 10 kHz, repara-se que quanto maior o condutor, maior é a concentração de corrente em suas bordas.

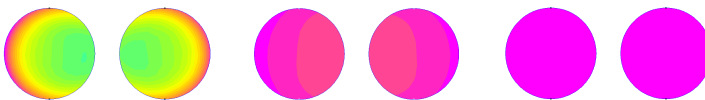
Figura 13 – Comparação na distribuição de corrente para condutores AWG 18, 16, 12 em 10 kHz.



Fonte: O Autor (2018).

Ao posicionar condutores próximos uns aos outros, à interação entre os campos magnéticos altera a forma com a qual é distribuída a corrente, este efeito é chamado de efeito de proximidade. Devido à redução da área pela qual há maior densidade de corrente, os efeitos de proximidade e *skin* não podem ser ignorados em projetos em que deseje-se controlar a resistência em um espectro de frequência. Na Figura 14 é apresentada uma comparação em relação ao efeito de proximidade em 100 kHz, 10 kHz e DC em cabos AWG18 (1,024 mm de diâmetro) com um afastamento de 1 mm. Para estes casos as resistências em são de 736 mΩ, 427 mΩ, 418 mΩ, respectivamente. Apenas para efeito de comparação, ao simular isoladamente um cabo do tipo AWG18, a resistência DC é de 204 mΩ por metro e em 10kHz ela aumenta para apenas 205 mΩ, demonstrando a intensidade do efeito de proximidade em comparação com o efeito *skin*.

Figura 14 – Comparação do efeito de proximidade na distribuição de corrente para 100 kHz, 10 kHz e DC.



Fonte: O Autor (2018).

O efeito de proximidade aumenta também juntamente com o número de camadas de enrolamento no indutor. Em sistemas com

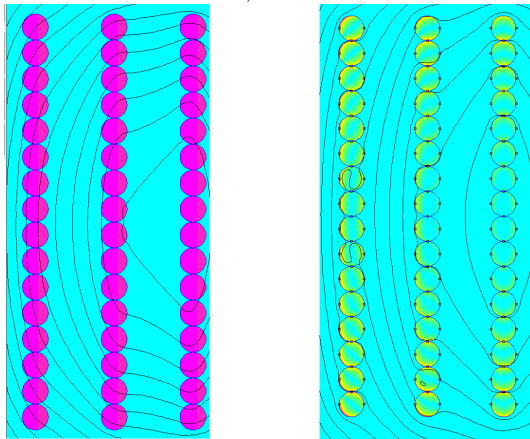
muitos condutores próximos, o efeito de proximidade pode causar mudanças na resistência muito maiores do que as causadas pelo efeito *skin*, embora tenha recebido menor atenção em livros sobre eletromagnetismo (SMITH, 1971). São apresentadas na literatura maneiras de calcular analiticamente perdas por efeito *skin* e de proximidade, as duas maneiras mais conhecidas são a de Ferreira e a de Dowel. Entretanto, cálculos analíticos possuem erros que podem exceder 60% (NAN, 2003), sendo que a confiabilidade de cada modelo depende de diversos fatores como formato de onda, frequência, e cabo utilizado.(URLING, 1989). Assim, demonstra-se a necessidade de simulação por elementos finitos.

Para reduzir o efeito de proximidade é necessário aumentar o espaçamento entre condutores. Foram encontradas análises da resistência em função do espaçamento para altas frequências em Smith(1971), mas estas variam muito devido com a geometria. Uma possibilidade seria aumentar a distância entre cada espira, entretanto, desta maneira seria necessário um núcleo mais comprido para obter a mesma indutância, como pode ser obtido a partir de uma análise heurística de (2.18). Outra opção é aumentar a distância entre as camadas do indutor.

A distância entre as camadas de espiras d foi variada desde 0,2 mm até 10,2 mm em passos de 1 mm, e a resistência foi encontrada para duas frequências DC e 10 kHz. A Figura 15 apresenta a modelagem do indutor com núcleo de ar para uma distância d entre as camadas de 10,2 mm. Já a Figura 16 apresenta o caso em que $d = 0,2$ mm. Como pode-se observar, em ambas figuras há variação na distribuição de corrente com a frequência.

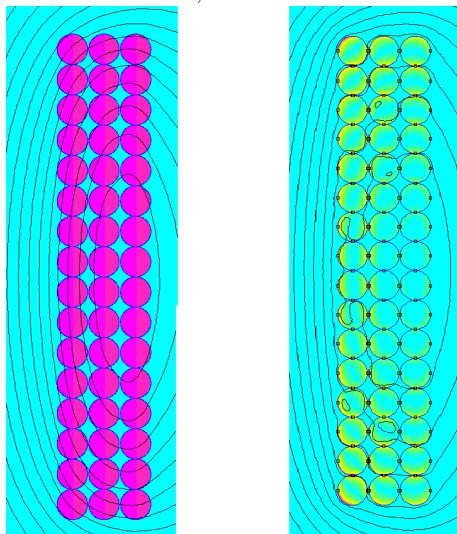
Finalmente com os valores desta simulação encontramos a variação de resistência com a distância $d(cm)$ considerando o chicote como um condutor formado por 10 cabos AWG 18. A variação é atenuada com o aumento da distância entre as camadas, conforme apresentado na Figura 17. Ao atribuir estas propriedades aos circuitos, o software Femm 4.2 leva em consideração efeitos de proximidade e efeitos *skin* para AC (MEEKER, 2015).

Figura 15 – Comparação entre a distribuição de corrente em DC e 10kHz para um distância $d = 10,2\text{mm}$.



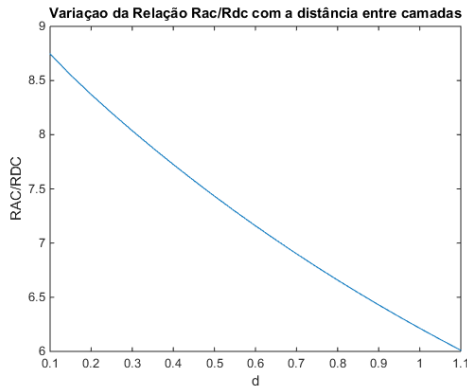
Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Figura 16 – Comparação entre a distribuição de corrente em DC e 10kHz para um distância $d = 0,2\text{mm}$.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Figura 17 – Comparação entre a distribuição de corrente em DC e 10 kHz para distância $d = 10,2$ mm considerando o chicote como um condutor formado por 10 condutores de cobre AWG 18.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

2.5 CENÁRIO E ESPECIFICAÇÕES

Neste capítulo são apresentados os parâmetros e detalhadas as características do emulador. As 7 seções são conectadas em série, conforme apresentado na Figura 6, percebe-se o aumento na quantidade total de componentes em função do número de seções.

2.5.1 Parâmetros do Emulador de Umbilical

Os parâmetros fornecidos para o umbilical estão apresentados na Tabela 2, entretanto, devido aos elevados níveis de tensão e corrente no qual é alimentado o sistema em que o umbilical está inserido, realizar experimentos no sistema real dificuldades de instalação, custos elevados além de riscos de danificar um equipamento de alto valor monetário. É necessário, portanto, representar o comportamento do umbilical real em níveis de base de tensão e corrente da máquina que será utilizada em experimento em bancada. Para tal, o valor por unidade (p.u.) dos componentes que formam o emulador deve ser mantido.

Sendo os parâmetros de base para a máquina de média tensão:

$$S_{b1} = 2500 \text{ kVA}$$

Tabela 2 – Parâmetros distribuídos do umbilical real.

Parâmetro	Valor
Indutância	0,356 mH/km
Capacitância	0,438 $\mu F/km$
Resistência	0,196 Ω/km

Fonte: Baseado em (Ratze, 2017).

$$P_{b1} = 2000 \text{ kW}$$

$$f_{b1} = 60 \text{ Hz}$$

$$V_{b1} = 13600 \text{ V}$$

Portanto,

$$I_{b1} = \frac{S_{b1}}{\sqrt{3} \cdot V_{b1}}$$

$$\cos(\phi) = \frac{P_{b1}}{S_{b1}} = 0,8$$

$$Z_{b13\phi} = \frac{V_{b1}}{I_{b1}} = 73,98 \Omega$$

$$X_{b13\phi} = Z_{b13\phi} \cdot \cos(\phi) = 44,39 \Omega$$

$$L_{b1} = \frac{b1_{3\phi}}{\omega_b} = 203,95 \text{ mH}$$

$$C_{b1} = \frac{b1_{3\phi}}{\omega_b} = 20,7 \mu F$$

$$R_{b1} = \sqrt{Z_{b1}^2 - X_{b1}^2} = 102,51 \Omega$$

Parâmetros de base para a máquina de baixa tensão:

$$S_{b2} = 19 \text{ kVA}$$

$$P_{b2} = 15 \text{ kW}$$

$$V_{b2} = 380 \text{ V}$$

$$FP_{b2} = \frac{P_{b2}}{S_{b2}}$$

$$\phi_2 = \arccos(FP_{b2}) = 0,66$$

Portanto,

$$\begin{aligned}
 Z_{b2_{1\phi}} &= \frac{V_{b2}}{I_{b2}} = 13,16 \, \Omega \\
 Y_{b2_{1\phi}} &= \frac{1}{Z_{b2_{1\phi}}} = 0,076 \, \Omega \\
 X_{b2_{1\phi}} &= Z_{b2_{1\phi}} \cdot \sin(\phi_2) \Omega = 8,08 \, \Omega \\
 L_{b2_{1\phi}} &= \frac{b2_{1\phi}}{\omega_b} = 21,432 \, mH \\
 C_{b2} &= \frac{b2_{1\phi}}{\omega_b} = 20,7 \, \mu F \\
 R_{b2} &= \sqrt{Z_{b1_{1\phi}}^2 - X_{b1}^2} = 10,39 \, \Omega
 \end{aligned}$$

Finalmente, os parâmetros para o emulador do cabo de 30 km na base da máquina de baixa tensão para cada seção são determinados, conforme apresentado na Tabela 3. A dedução completa está presente no Anexo 1. Os parâmetros do emulador com *sete* seções estão apresentados na Tabela 4. Como estas são acopladas em série é vantajoso reunir as resistências nas extremidades de cada seção em um único componente, exceto pela primeira e ultima seção, conforme apresentado na Figuras 18 e 19.

Tabela 3 – Parâmetros concentrados para emulador em BT.

Parâmetro	Valor
Indutância	1,097 mH
Capacitância	127,91 μF
Resistência	0,604 Ω

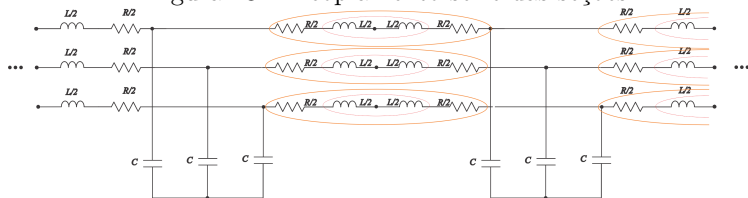
Fonte: Hatze (2017).

Tabela 4 – Parâmetros concentrados para cada seção do emulador.

Parâmetro	Valor
Indutância	156,73 μH
Capacitância	18,27 μF
Resistência	0,086 Ω

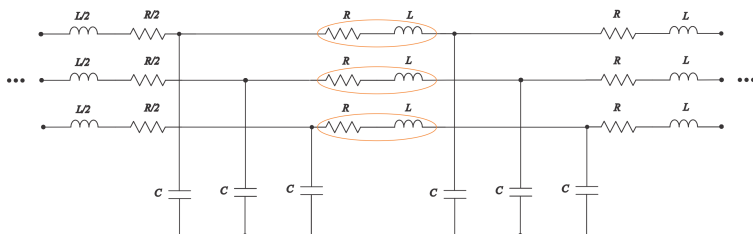
Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Figura 18 – Acoplamento série das seções.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Figura 19 – Topologia do emulador reunindo resistências e indutâncias série.



3 PROJETO E SIMULAÇÕES

Neste capítulo é apresentado o projeto dos indutores, metodologia para escolha do núcleo, determinada o número de voltas, escolha do condutor utilizado no indutor, determinação da variação da resistência em função da frequência nos indutores, assim como a determinação da distância necessária entre indutores para evitar grandes indutâncias mútuas.

Devido alterações de parâmetros durante a execução do trabalho, será apresentado o dimensionamento de indutores de $99 \mu H$, $157,72 \mu H$ e $78,86 \mu H$, embora sejam apenas utilizados os de $157,72 \mu H$ e $78,86 \mu H$, conforme apresentado na Tabela 4. As simulações foram realizadas utilizando o software *Femm 4.2* por ser um software de simulação eletromagnética de elementos finitos gratuito, simples de se utilizar e muito utilizado pela comunidade acadêmica. Neste software é possível realizar simulações com dois tipos de geometrias; planar e axissimétrica. As indutâncias próprias foram encontradas simulando o indutor no modo axissimétrico em relação a seu centro vertical. Também é apresentado *script* para simulação e dimensionamento de capacitores e resistores.

3.1 INDUTORES

3.1.1 Escolha do Núcleo

Devido ao elevado nível de corrente em que o emulador de umbilical opera, os campos magnéticos gerados nos indutores podem ser intensos, portanto, a construção dos indutores com núcleo de ferro ou ferrite é uma alternativa pouco atraente, dado o volume necessário para garantir que os mesmos não venham a saturar em frequências próximas de 10 kHz. Assim, os indutores foram projetados utilizando núcleo de ar (MARAFON, 2013).

Devido à falta de uma metodologia para projeto de indutores de núcleo de ar na literatura no nível de corrente e faixa de frequência desejados, busca-se com este trabalho desenvolver uma. Primeiramente, foi-se definido o tubo de PVC como núcleo a ser utilizado, por ser um material leve, de fácil acesso, baixo custo, isolante, de permissividade semelhante à do ar ($\mu_r \approx 1$), além da possibilidade de escolha entre vários diâmetros e comprimentos.

Inicialmente, foi-se testado diversos núcleos e, para cada um,

aproximado o número de voltas e comprimento do chicote para que a indutância fosse de $99 \mu H$. Assim, escolheu-se o núcleo que reduziria o comprimento de cabo, mas com melhores características para manufatura, para tal foi considerado a solenoide como infinita, conforme (2.16). É o valor inicial utilizado no simulador como número de voltas no indutor. Através de testes interativos foi encontrado o número de voltas que mais se aproxima valor de indutância desejado. Posteriormente, foi-se encontrado através de simulações que, para a mesma indutância, o tamanho de chicote necessário é muito menor em um indutor de duas camadas do que para uma única camada.

3.1.2 Escolha do Cabo e Chicote

O cobre é um dos materiais mais utilizados em aplicações elétricas devido à sua condutividade. ($S = 5,8 \cdot 10^7$). O alumínio é muito mais barato, mais leve e resistente do que o cobre mas possui maior resistividade ($S = 3,54 \cdot 10^7$). Ambos materiais possuem permeabilidades muito próximas à do ar ($\mu_r = 0,99999$ para o cobre e $\mu_r = 1,000021$ para o alumínio). O isolante foi escolhido com o objetivo de reduzir o trabalho manual de raspagem dos conectores, com isolamento de $155^\circ C$. Foi-se avaliado o uso do fio Litz, uma estrutura formada por vários cabos que permite variações menores dos valores de resistência em frequências mais elevadas, reduzindo as perdas no cobre de indutores e transformadores. Entretanto, não foi utilizado neste projeto devido ao seu custo elevado. A partir de (3.2) escolheu-se o cabo AWG18.

$$\epsilon = \frac{6,62}{\sqrt{f}} \cdot K = 0,0662cm \quad (3.1)$$

$$2 \cdot \epsilon = 1,32mm \quad (3.2)$$

$K = 1$; Para o Cobre;

A densidade de corrente necessária para manter o indutor em níveis seguros de operação foi determinada experimentalmente, à partir dos resultados em ensaio de temperatura, apresentados na Tabela 10.

3.1.3 Determinação do número de voltas

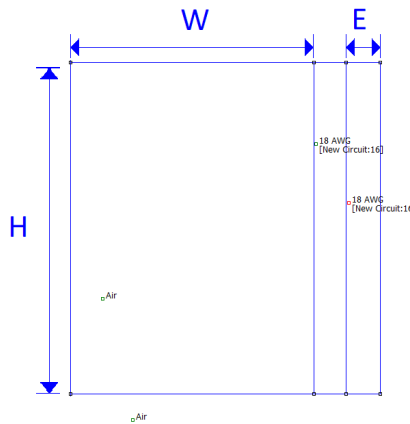
Primeiramente, foi-se desenhada uma estrutura semelhante à apresentada na Figura 20. No qual W é o raio do núcleo de ar utilizado, E é o diâmetro do chicote, e H é altura das espiras enroladas. As condição de barreira utilizada na simulações de indutância foram do tipo *Mixed*, simulando o indutor em uma região aberta. Os Parâmetros c_0 e c_1 foram definidos conforme (3.3) e (3.4).

$$c_0 = 0 \quad (3.3)$$

$$c_1 = \frac{1}{(r \cdot 0,0254 \cdot \pi \cdot 4 \cdot 10^{-7})} \quad (3.4)$$

Sendo r o raio da região de contorno.

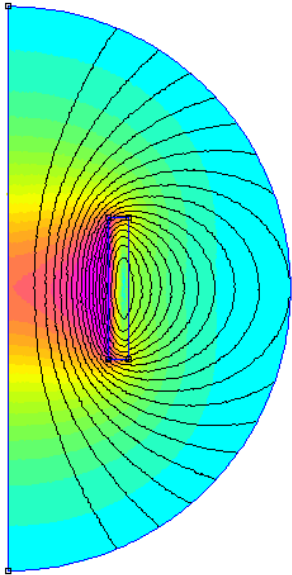
Figura 20 – Principais parâmetros geométricos do Indutor. Sendo W o Diâmetro do Núcleo do Indutor, 'E' a espessura do chicote utilizado, e H a altura das espiras.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

A indutância é encontrada através do Fluxo Concatenado/Corrente injetada, parâmetros encontrado no menu *Circuit Properties* do software *Femm 4.2*. Como pode-se perceber a partir da Figura 21, a densidade de Fluxo é muito maior próximo ao núcleo do indutor.

Figura 21 – Linhas de fluxo dos indutores.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Tabela 5 – Dimensões dos indutores.

Indutor	H (cm)	$L_{Simulada}(\mu H)$	E(mm)	n
Indutor 1	5,5	96,22	0,35	30
Indutor 2	6,2	105,9	0,4	31
Indutor 3	6,6	161,1	0,45	41

Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

3.1.4 *Script* em software

Devido as alterações no projeto, percebeu-se a necessidade de se acelerar metodologia que aproximasse o número de voltas necessário para montar o indutor. No script desenvolvido em *Matlab* o usuário fornece a indutância desejada, o raio do núcleo do indutor, espessura do chicote, e uma tolerância aceitável em (μH), então o *script* altera a altura(H) e a largura do indutor (a) conforme (3.5) e (3.6) apresentada na Figura 20 para vários casos até encontrar geometria adequada dentro

da tolerância ou extrapolar 10 iterações.

$$H = n \cdot E \quad (3.5)$$

$$a = c \cdot E \quad (3.6)$$

Assim, o *Script* fornece, para indutores de 1, 2 e 3 camadas, o número de voltas necessário para obter a indutância desejada (n), sua indutância final (L), e o comprimento do chicote à ser utilizado em sua montagem. Este *script* está melhor detalhado no Apêndice 1. Como pode-se perceber à partir da Tabela 6, o comprimento necessário de chicote é muito maior para indutores com 1 camada, por tal motivo, foi-se escolhido 2 camadas para o indutor de 78,86 μH . Para os indutores de 157,72 μH , a comparação entre o número de camadas é apresentada na Tabela 7.

Tabela 6 – Resultados do *script* para indutor de 78,86 μH , d = 0,4

Camada	1	2	3
n	41	28	26
L(μH)	79,46	80,75	78,10
D(m)	13,13	8,97	9,07

Fonte: Desenvolvido pelo Autor

Tabela 7 – Resultados do *script* para Indutor de 157.57 μH , d= 0,5.

Camada	1	2	3
n	84,60	51,00	41,00
L(μH)	156,82	156,96	159,09
D(m)	26,57	16,02	14,17

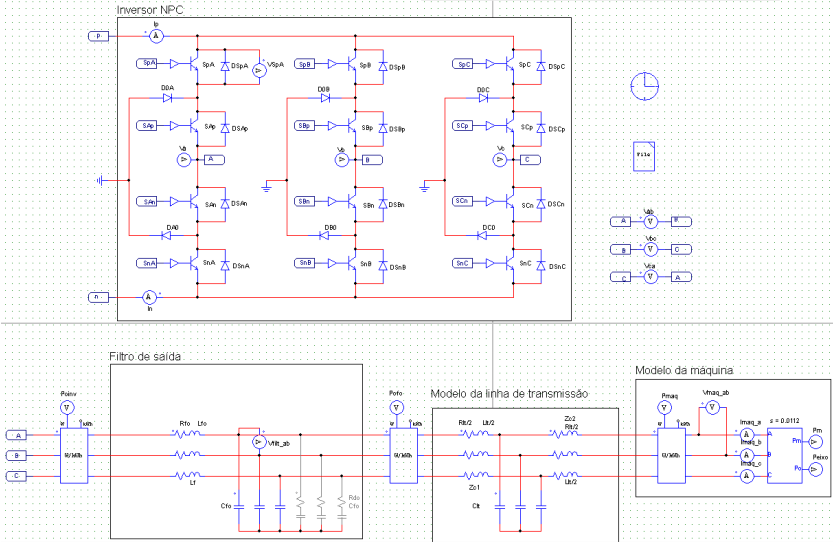
Fonte: Desenvolvido pelo Autor

3.1.5 Capacitores

Os capacitores são dimensionados a partir da tensão suportada e do nível de corrente *rms*. A simulação no software PSIM com a máquina operando em condições nominais. Na Figura 22 é apresentado a topologia NPC que é utilizada como VSD e conectada na LT. Foram medidas as correntes em todos os capacitores, cujo os resultados da

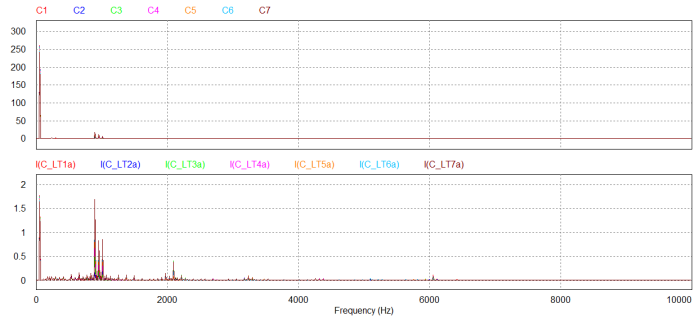
estão apresentados na Tabela 8.

Figura 22 – Simulação de esforço de corrente nos capacitores da LT.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor

Figura 23 – Transformada de fourier da tensão e corrente nos Capacitores.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor

Tabela 8 – Corrente nos capacitores em condições nominais.

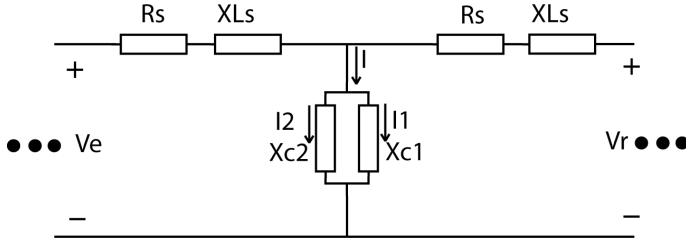
Indutor	Corrente Efi- caz (A)
I(CLT1a)	1,40
I(CLT2a)	1,30
I(CLT3a)	1,35
I(CLT4a)	1,49
I(CLT5a)	1,67
I(CLT6a)	1,84
I(CLT7a)	1,93

Fonte: Desenvolvido pelo Autor

3.1.6 Distribuição de Corrente

A capacitância por seção foi definida como $18,27 \mu F$, como apresentado na Tabela 4. Existem capacitores de filme comerciais com este valor de capacitância, entretanto, o custo é muito elevado. Portanto foram utilizados capacitores de $15,3 \mu F$ (380 V, 0,83 kVAr) em paralelo com capacitores de $3,3 \mu F$ (1 A, 350 V). Para que a potência seja distribuída corretamente, a distribuição de corrente foi analisada.

Figura 24 – Distribuição de Corrente nos capacitores



Fonte: Desenvolvido pelo Autor

Sendo $X_{c1} = \frac{1}{2\pi f C_1} = e$ e $X_{c2} = \frac{1}{2\pi f C_2} = e$ e considerando a corrente I para o pior caso $I \approx 2$ A

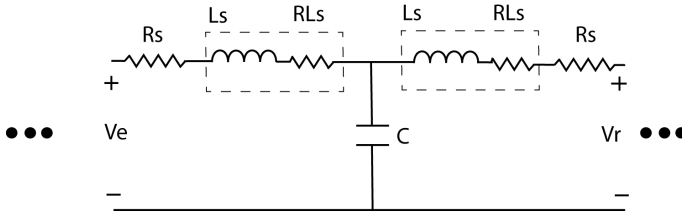
$$I_{c1} = \frac{X_{c2}}{X_{c2} + X_{c1}} \cdot I = 1,67 A_{rms} \quad (3.7)$$

$$I_{c2} = \frac{X_{c1}}{X_{c2} + X_{c1}} \cdot I = 0,32 A_{rms} \quad (3.8)$$

3.1.7 Resistores

Como apresentado na Tabela 4, a resistência por seção do emulador deve ser de $0,086\Omega$. Para dimensionamento dos resistores foi-se necessário subtrair a resistência série dos indutores, encontrada à partir de teste térmico, de $30\text{ m}\Omega$ para os indutores de $157,72\text{ }\mu\text{H}$.

Figura 25 – Dimensionamento dos resistores considerando a resistência série dos indutores.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor

Portanto, para cada seção central, na qual os parâmetros foram reunidos conforme apresentado na Figura 19, o valor das resistências é encontrado à partir de (3.10).

$$R = R_s + R_{LS(157\text{ }\mu\text{H})} \quad (3.9)$$

$$R_{s1} = R - R_{LS(157\text{ }\mu\text{H})} = 86\text{ m}\Omega - 30\text{ m}\Omega = 46\text{ m}\Omega \approx 40\text{ m}\Omega \quad (3.10)$$

Para os resistores localizados nas extremidades do emulador, a resistência necessária é metade da das seções centrais subtraída da presente nos indutores, conforme (3.11).

$$R_{s2} = R - R_{LS(78,8\text{ }\mu\text{H})} = 43\text{ m}\Omega - 26\text{ m}\Omega = 17\text{ m}\Omega \quad (3.11)$$

A potência dissipada em resistor é facilmente determinada por (3.12).

$$P(R_{s1}) = R_{s1} \cdot I^2 = R_s \cdot 30^2 = 41,4\text{ W} \quad (3.12)$$

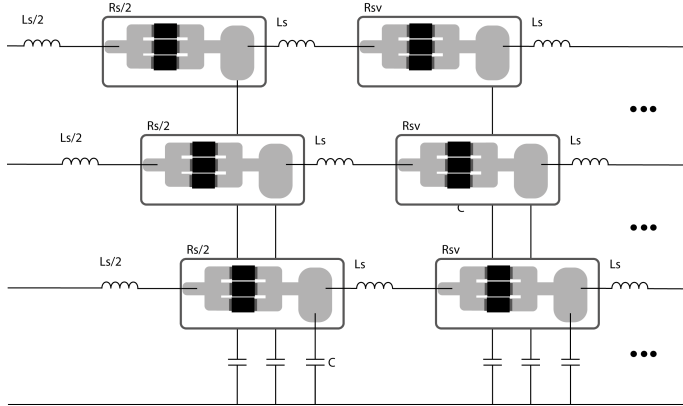
$$P(R_{s2}) = R_{s1} \cdot I^2 = R_s \cdot 30^2 = 23,4\text{ W} \quad (3.13)$$

Por segurança os valores foram aumentados para $P(R_{s1}) = 50\text{ W}$ e $P(R_{s2}) = 30\text{ W}$.

Estudou-se a disponibilidade de se utilizar resistores do tipo *thick*

film em placas de circuito impresso para cada uma das 24 resistências presentes no circuito. O objetivo é conectar vários resistores em paralelo para que seja obtida a resistência e o nível de potência desejado, especificado por (3.12) e (3.13).

Figura 26 – Conexão de elementos capacitivos e indutivos às PCBs.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor

Foram escolhidos resistores *thick film* para as placas PCBs pois suportam potências maiores que 1 W . O conjunto dimensionado para as extremidades do emulador deve suportar potência de 25 W e possuir resistência de $25\text{ m}\Omega$. Portanto, serão necessários no mínimo 30 resistores de 1 W e resistência de $0,750\text{ m}\Omega$ para cada seção. Como os resistores das extremidades são reunidos para gerar um resistor de resistência $40\text{ m}\Omega$, são utilizados 25 resistores de $1\text{ }\Omega$.

4 ENSAIOS E RESULTADOS

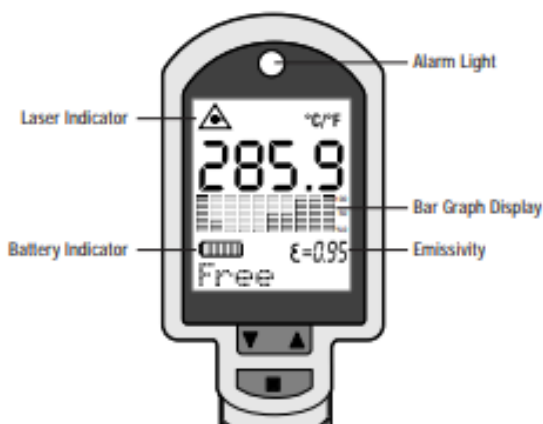
Neste capítulo são apresentados resultados de ensaios relacionados aos componentes manufaturados. São apresentadas caracterizações dos indutores, capacitores e resistores. Assim como resposta em frequência de uma e sete seções.

4.0.1 Equipamentos Utilizados

4.0.1.1 Medidor de Temperatura à laser - Rainger MX

O Raytek Rainger MX faz medições de (-30 to 900 °C). Os medidores de temperatura funcionam baseados na alteração da emissividade de materiais em função da temperatura. Conhecendo a quantidade de energia enviada e a quantidade de energia recebida, assim como a emissividade do material que está sendo lido. Neste trabalho a emissividade de interesse é a emissividade do esmalte isolante do cobre que possui emissividade muito similar a do plástico ($\approx 0,95$). A Figura 27 mostra as informações importantes para a medição de temperatura apresentadas no Rainger MX, como emissividade e material.

Figura 27 – Sensor à laser de temperatura Raytek Rainger MX.



4.0.1.2 Analizador de Impedâncias Agilent 4294a

O analisador de impedâncias da é uma solução integrada e eficiente para medição de componentes e circuitos elétricos. Existem dois métodos para salvar as medidas e os gráficos. Pode-se utilizar um disquete, ou conectar o medidor à rede e obter uma imagem com as capturas do medidor.

Figura 28 – Analizador de Impedância 4294a.



Para obter o resultado das medições pela rede é necessário baixar o *keysight connection expert*. Disponível em no site da Keysight → Software → IO Libraries Suite. Após instalado, é necessário baixar a tabela em VBA do Excel na área de Suporte Técnico do produto. Após instalado o arquivo *IOLibSuite*, pode-se abrir a tabela no excel, apresentada na Figura 29, selecionar LAN como conexão e então inserir o IP do analisador. Quando o estado da Conexão estiver OK pode-se iniciar o segundo passo, inserindo um nome único no campo '*Enter Sheet Name*', será o nome da aba com as aquisições.

O analisador de Impedâncias da Agilent 4294a possui três métodos de calibração: *User Calibration*, *Port Extention compensation* e *Fixture Compensation*. A escolha da calibração deve ser feita com base no acessório que está sendo utilizado. Neste trabalho foram utilizados os acessórios 16047E e 16048E, para calibrá-los foi realizado *Fixture Compensation* em circuito aberto e circuito fechado.

Figura 29 – Tabela em VBA para transferência de dados entre o computador e o analisador de impedâncias.

4294A Data Transfer Program

Rev.03.10

This program (Excel VBA) transfers the measurement data and the display image from the 4294A to a PC
 Perform the single trigger measurement before running this program
Enable "Macros" first since this file contains macros
 For more details, refer to the operation manual

Step-1

Connect your PC with 4294A, using either LAN cable or USB/GPIB interface. To handshake with 4294A, select the connection type and enter the GPIB address or the IP address of the 4294A, then click "Handshake" button.

LAN

<--- Select the connection type

150.162.13.218

<--- Enter the IP address (e.g.:192.168.0.2)

Handshake

Connection Status

OK	HEWLETT-PACKARD,4294A,MY43201249,REV1.11
----	--

Step-2

Enter a new sheet name to transfer the measurement data or/and the display image, then click "Get Data" or/and "Get Image" button. The data/image is transferred to the newly created sheet.

IndutoreLsRS3_Avg

<--- Enter a new sheet name

Get Data

Get Image

Error Message

4.0.2 Testes Iniciais

O primeiro indutor foi projetado para $99 \mu H$, parâmetro que posteriormente foi alterado em projeto, está apresentado na Figura 30. Para determinar o número de voltas de cobre foi inicialmente utilizada a (2.16) e este valor foi utilizado como estimativa inicial no simulador. Depois de algumas iterações com número de voltas e o comprimento necessário do indutor para comportar o enrolamento, foi-se definido 16 voltas na primeira camada e 15 voltas na segunda camada.

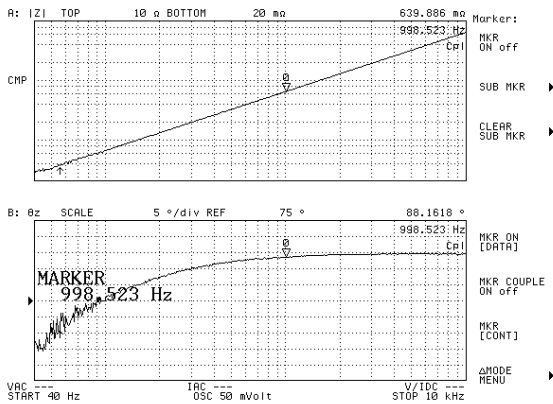
Posteriormente foi realizado a simulação e montagem de um se-

Figura 30 – Primeiro Indutor Montado.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor

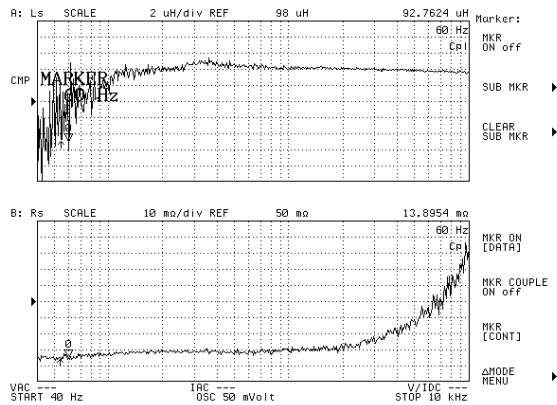
Figura 31 – Diagrama de Bode para o primeiro Indutor entre 40 Hz e 10 kHz.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor

gundo indutor. Este também possui 16 voltas na primeira camada e 16 voltas na segunda camada, o aumento do número de voltas foi necessário devido ao aumento da espessura do chicote que aumenta o comprimento (H) total do indutor, e portanto, reduz a indutância total. O chicote é formado por 8 cabos AWG 18. Por possuir maior área

Figura 32 – Indutância (acima) e Resistência (abaixo) para o primeiro indutor montado.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

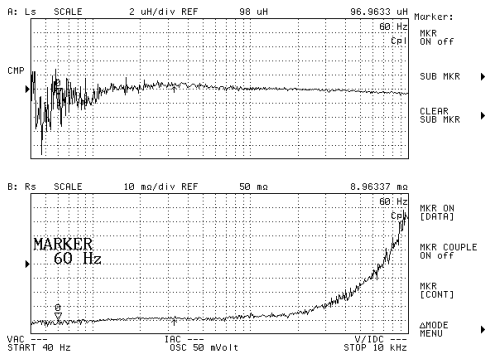
de seção transversal de cobre possui menor resistência. O indutor apresentou o diagrama de bode apresentado na Figura 32. Como pode-se perceber a indutância é praticamente constante na faixa de frequência desejada (0 Hz - 10 kHz).

Figura 33 – Segundo Indutor Montado.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Figura 34 – Indutância (acima) e resistência (abaixo) para o segundo indutor montado.

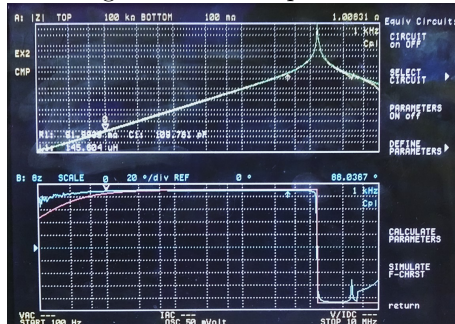


Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

4.0.3 Caracterização do Indutor Final

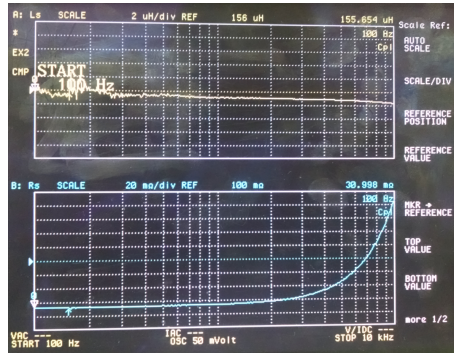
Para verificar o comportamento em frequência dos indutores foi utilizado Analisador de Impedâncias 4294a neste caso, o indutor apresentou $R = 91,99 \text{ m}\Omega$, $C = 109,761 \text{ }\mu\text{F}$, $L = 145,604 \text{ }\mu\text{H}$, como pode-se observar na Figura 35, a frequência de ressonância do indutor encontra-se em 1,28 MHz e este possui a $L(10 \text{ kHz})$ e $L(\text{DC})$ menor que $2 \text{ }\mu\text{H}$, apresentada na Figura 36

Figura 35 – Diagrama de Bode para o terceiro indutor.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Figura 36 – Indutância (acima) e resistência (abaixo) para o indutor final.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

4.0.4 Caracterização dos Capacitores

Foram utilizados 2 capacitores de filme em paralelo sendo um cilíndrico de $15,02 \mu F$ e outro de $2,8 \mu F$, selecionados por possuírem frequência de ressonância elevadas ($131 kHz$ e $607 kHz$) e baixa resistência série ($3,91 m\Omega$ e $5,45 m\Omega$). Valores medidos, em $1 kHz$, na ponte Agilent 4294A com ponteiros 16048a, calibração em curto e circuito aberto.

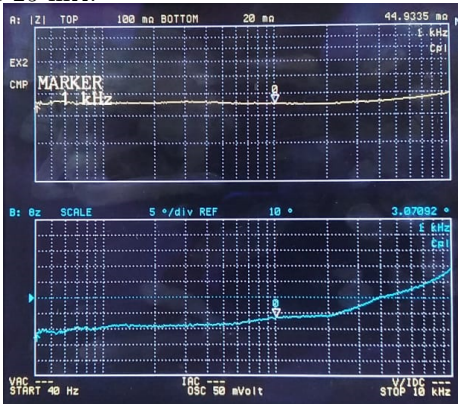
4.0.5 Caracterização dos Resistores

Os resistores de $25 m\Omega$ apresentaram resistência série de $44,93 m\Omega$, conforme apresentado na Figura 37.

4.0.6 Comparativo entre os resultados da Simulação e da medição

Posteriormente, foi-se gerado um comparativo para indutores. Tanto os resultados da simulação foram adquiridos na frequência de $100 Hz$. A Tabela 9 mostra os erros relacionados ao considerar o indutor como infinito para a geometria utilizada podem exceder 90% para a geometria utilizada, entretanto, tanto (2.18) como os resultados da simulação forneceram resultados aproximados.

Figura 37 – Indutância(acima) e resistência (abaixo) para o conjunto de resistores de 25 mΩ.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Tabela 9 – Comparativo entre diferentes maneiras de calcular indutância.

Indutor	Eq. 2.16	Eq. 2.18	Simulação	Medida
Indutor 1	190,18	94,21	93,50	98,00
Indutor 2	195,51	100,55	100,27	96,96
Indutor 3	326,78	162,95	162,89	161,10

Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

4.0.7 Ensaio Térmico

O ensaio térmico consiste em conectar os indutores em uma fonte de corrente contínua e aumentar a tensão até que a corrente eficaz seja a nominal (30A), a temperatura é medida com o sensor térmico Raider MX. É desejável que a temperatura de operação dos indutores não ultrapasse 80 °C para evitar que a resistência dos condutores aumente e também para conservação dos materiais utilizados.

No ensaio de ventilação forçada um ventilador foi posicionado à 10cm dos indutores para resfriá-los, mantendo a temperatura baixa, assim como a resistência.

Tabela 10 – Temperatura em regime permanente para vários indutores.

Indutor	Tensão (V)	R (Ω)	T. Indutor ($^{\circ}\text{C}$)	T. Ambiente ($^{\circ}\text{C}$)	$\Delta T(^{\circ}\text{C})$
Indutor 2	$1,1V_{DC}$	0,037	94,8	26,5	68,3
Indutor 3	$0,9V_{DC}$	0,03	50,6	19,5	31,11

Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Tabela 11 – Ensaio térmico com ventilação o forçada.

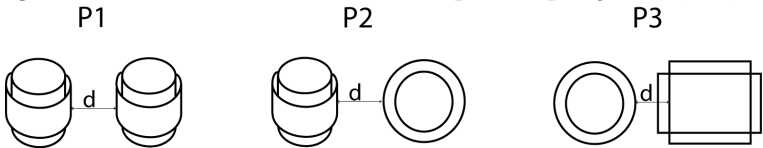
Indutor	Temperatura Ambiente($^{\circ}\text{C}$)	Temperatura Indutor ($^{\circ}\text{C}$)	$\Delta T (^{\circ}\text{C})$
Indutor 2	22,8	40	17,2
Indutor 3	20,2	34	13,8

Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

4.0.8 Distância entre os Indutores

Foram posicionados dois indutores lado a lado com uma distância de 5 cm, 10 cm e 20 cm e avaliada a variação de indutância para o indutor 1 ($158,59 \mu H$) em 10 kHz, conforme apresentado na Figura 38 para o indutor 2 em curto circuito e em circuito aberto. Os resultados encontrados estão apresentados nas Tabelas 12. A partir deste teste, determinou-se que uma distância de 10 cm é suficiente para evitar o aparecimento de indutâncias mútuas. O *coeficiente de acoplamento*, obtido a partir de (2.28) é apresentado na Tabela 4.0.8.

Figura 38 – Teste de indutância mútua para as posições P1, P2, P3.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Tabela 12 – Indutância de L_1 com L_2 em curto.

Posição/Distância	5 cm	10 cm	20 cm
P1	159,287	159,312	159,392
P2	159,379	159,312	159,399
P3	159,760	159,774	159,770

Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Tabela 13 – Indutância de L_1 com L_2 em circuito aberto.

Posição/Distância	5 cm	10 cm	20 cm
P1	159,443	159,447	159,440
P2	159,446	159,443	159,448
P3	159,772	159,767	159,763

Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Tabela 14 – Indutância de L_1 com L_2 em circuito aberto.

Posição/Distância	5 cm	10 cm	20 cm
P1	4,95	4,60	2,75
P2	3,24	2,91	2,77
P3	1,37	1,04	1,05

Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Tabela 15 – Fatores de acoplamento entre os indutores.

Posição/Distância	5 cm	10 cm	20 cm
P1	0,031	0,029	0,017
P2	0,020	0,018	0,017
P3	0,009	0,006	0,006

Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

4.0.9 Manufatura dos Indutores

Os indutores de $157,72 \mu H$ construídos possuem indutância média de $160,84 \mu H$, desvio padrão de $4,29$ e estão todos dentro de 7% de to-

lerância. O valor de indutância de cada em 100 Hz está apresentada na Tabela 16. Para os indutores de 78,86 μH a indutância encontrada está apresentada na Tabela 17. Possuem indutância média de 76,74 μH , desvio padrão de 3.23 e estão todos dentro de 10% de tolerância.

Tabela 16 – Indutores de 157,72 μH produzidos para emulador.

Indutor	L(μH)
Ind1	158,59
Ind2	155,64
Ind3	158,58
Ind4	157,39
Ind5	164,92
Ind6	163,92
Ind7	160,43
Ind8	164,8
Ind9	152,07
Ind10	155,05
Ind11	161,66
Ind12	161,37
Ind13	167,09
Ind14	162,76
Ind15	162,15
Ind16	165,70
Ind17	158,26
Ind18	161,99

Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Tabela 17 – Indutores de 78,86 μH produzidos para emulador.

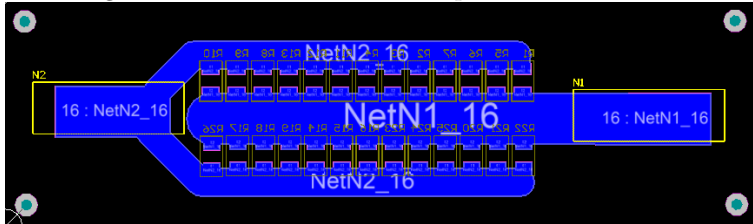
Indutor	L(μH)
Ind19	78,34
Ind20	78,51
Ind21	74,85
Ind22	71,07
Ind23	77,90
Ind24	79,81

Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

4.0.10 Resistores

Para reunir os resistores *thick film* em paralelo foram desenvolvidas placas de circuito impresso.

Figura 39 – Placa de circuito impresso dos resistores.

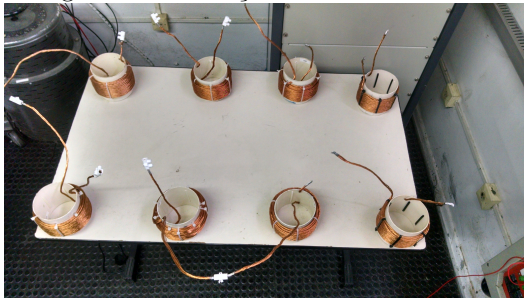


Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

4.0.11 Indutância Série

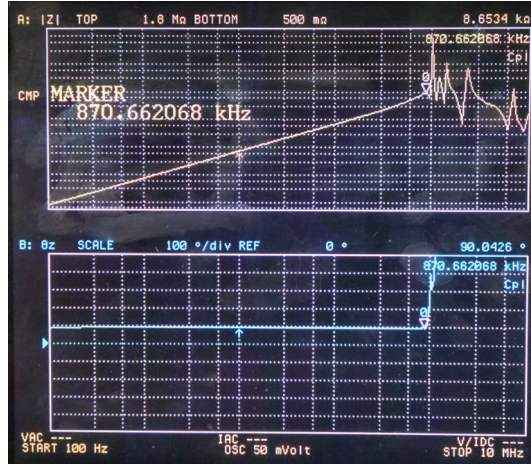
Para avaliar a indutância série monofásica do emulador, foram sortidos 8 indutores, apresentados na Figura 40, e conectados em série, então foi medida a indutância. O valor encontrado foi de $1,12mH$ em $1kHz$. Na Figura 41 pode-se perceber o aparecimento de múltiplas frequências de ressonância devido à diferentes valores de indutância e capacitâncias parasitas entre os indutores.

Figura 40 – Medição de indutância série.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Figura 41 – Diagrama de bode de indutores em série.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

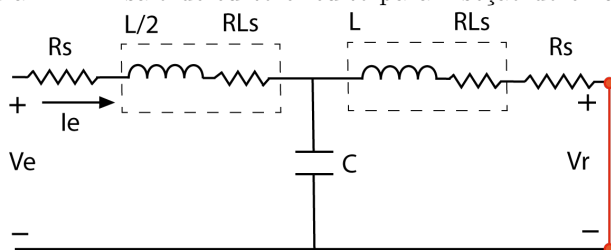
4.0.12 Diagrama de Bode da Impedância de Entrada do Emulador

Foi comparada a resposta em frequência da impedância teórica de uma seção do emulador com seus terminais em curto circuito, como apresentado na Figura 42 e modelada pela Eq. (4.2) com seu protótipo experimental. Como pode-se perceber na Figura 43, o emulador está mais resistivo do que seu modelo teórico para baixas frequências. Em azul é apresentado o modelo teórico e em vermelho o resultado prático. A Figura 44 apresenta o protótipo para ensaio de curto circuito de sete seções, os indutores foram espaçados por no mínimo 15 cm para evitar o aparecimento de elevadas indutâncias mútuas. Observa-se na Figura 45 a resposta em frequência da impedância para o 7 seções do emulador entre 20 e 10kHz, em vermelho e o modelo teórico, em azul.

$$Z_{in} = \frac{V_e}{I_e} = \frac{((R_2 + Ls)1/Cs)}{(R_2 + Ls + 1/Cs) + R_2 + Ls} \quad (4.1)$$

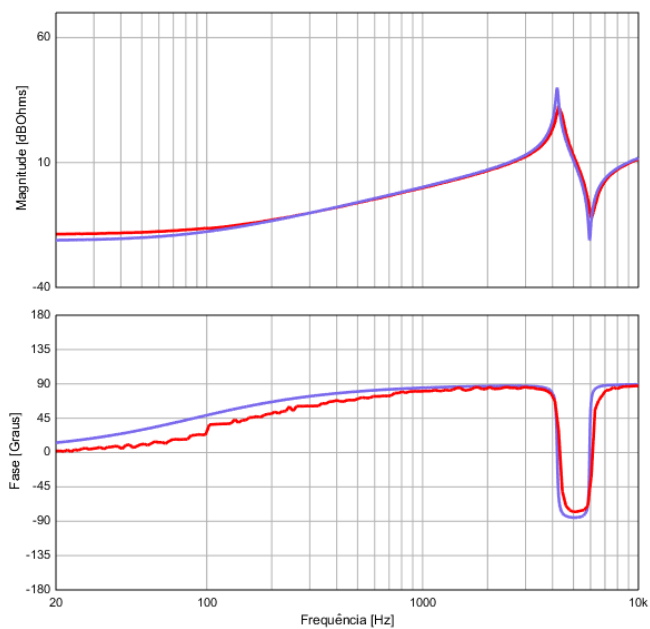
$$Z_{in} = \frac{V_e}{I_e} = \frac{((Ls^3 + s^2(2R) + s(R^2/L + 2/C) + 2R/LC))}{(s^2 + R/Ls + 1/LC))} \quad (4.2)$$

Figura 42 – Ensaio de curto circuito para 1 seção do emulador.



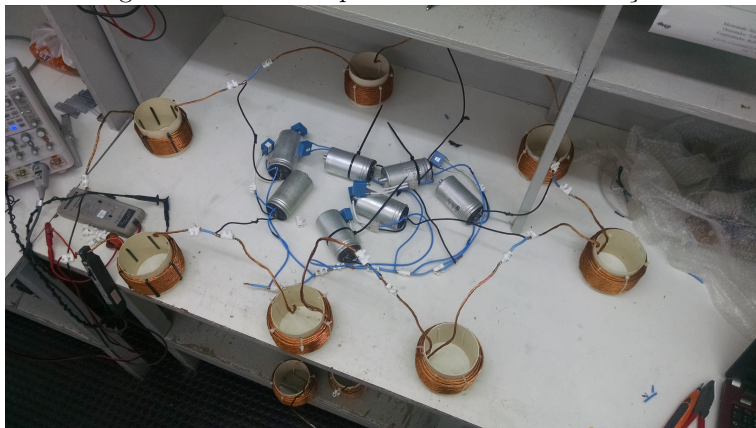
Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Figura 43 – Diagrama de Bode de Impedância de entrada para 1 Seção do Emulador



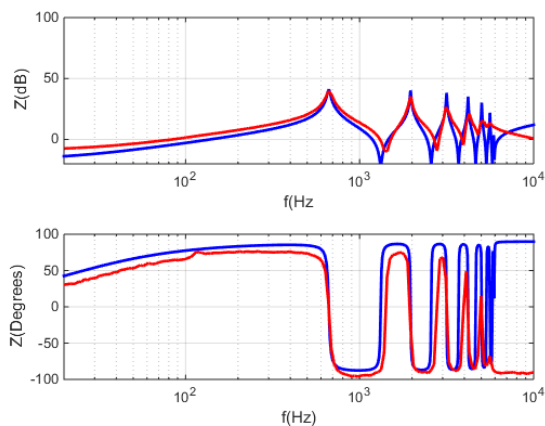
Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Figura 44 – Teste Impedância de entrada 7 seções.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

Figura 45 – Teste de curto circuito para 7 seções série do emulador.

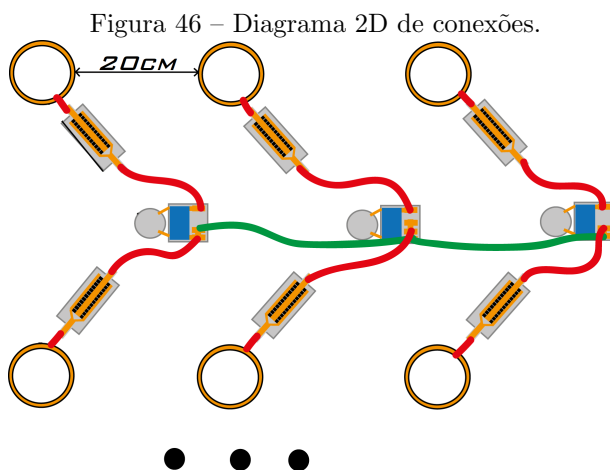


Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

4.0.13 Diagrama de Conexões

O diagrama de conexão entre os componentes se encontra na Figura 46. Os Indutores são dispostos entre 10cm e 15 cm de cada, para

evitar que o aparecimento de indutâncias mútuas altere seu comportamento em frequência.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir da análise dos resultados apresentados os indutores montados tiveram valores de indutâncias próximos do valor desejado, com os efeitos de proximidade aceitáveis e baixas resistências. Sua resposta em frequência e frequência de ressonância elevada os tornam interessantes para serem utilizados em pesquisas em que a linearidade da indutância para elevados níveis de corrente e frequência é necessária. As indutâncias mútuas encontradas para a distância de 10 cm entre os indutores foram menores do a própria variação entre os indutores construídos, devido a técnica de manufatura empregada. E portanto, não têm efeito significativo no comportamento do emulador.

A modelagem do indutor como um bloco sólido, conforme apresentado na Figura 20 e o uso da condição de contorno aberta e assintótica apresentou resultados satisfatórios quando a geometria é conhecida. O uso de *script* para determinação do número de voltas necessário para alcançar a indutância desejada encurtou muito o tempo de projeto dos indutores. E, para o projeto atual, mostrou resultados satisfatórios e auxiliou na escolha do número de camadas e espiras para ambos indutores a partir de núcleos pré-fixados. Os maiores desafios neste projeto são associados à modelagem analítica da indutância própria e mútua dos indutores. Assim como a manufatura e testes dos 18 indutores de $157,72 \mu H$ e dos 6 indutores de $78,86 \mu H$.

Apesar das simulações mostrarem que há diminuição de R_{AC}/R_{DC} , conforme o distanciamento entre as camadas do indutor, a inserção de isolante de 5 mm entre elas traria maior complexidade de manufatura e reduziria a variação de sua resistência em apenas 2 vezes. Entretanto, como discutido, a modelagem dos efeitos de efeitos de *proximidade* é relativamente complexa e altamente dependente da geometria, em alguns casos, não podendo ser solucionada por softwares de simulação por elementos finitos 2D.

O teste de impedância de uma seção mostrou que o emulador possui frequências de ressonância em 4,2 kHz e 6 kHz, e a atenuação de ganho nas frequências de ressonância já foi observada em experimentos similares (VENDRUSCO, 2001). Como pode-se perceber a resistência DC e AC está maior do que o desejado. Também, os valores dos resistores de $25m\Omega$ são tão baixos que não foram atingidos, resultando em maior diferença entre o modelo teórico e prático para frequência maiores. O teste em sete seções em frequências mais elevadas seu comportamento é comprometido por efeitos de proximidade, skin nos indutores,

capacitores, e resistores. O desvio entre as frequências de ressonância do modelo devida à variação nos valores de capacitância e indutância.

Há aperfeiçoamentos que podem ser realizados no *script*. Este convergiria para o valor desejado de indutância mais rapidamente se for inserido em um algoritmo de otimização. Também é possível que haja interesse de melhorar a fidelidade entre a geometria simulada e a geometria manufaturada, já que utiliza aproximação da distância entre o raio externo e interno.

A comparação entre o modelo teórico entre o modelo do emulador e o modelo de parâmetros distribuídos também configura análise interessante. Também, o detalhamento do modelo teórico para incluir efeitos de proximidade e *skin*. Análise por *Stairs Circuits*, modela o aumento da resistência por efeitos *skin* e pode ser interessante dependendo da aplicação e frequências de chaveamento (MAGDOWSKI, 2008).

6 REFERÊNCIAS

MARAFFON, Cassio. **Desenvolvimento de Técnicas de Modelagem e Projeto para Emuladores de Umbilicais Submarinos de Potência**. 2016. 122 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, CTC, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2016.

ZUBIAGA, Markel et al. **Energy Transmission and Grid Integration of AC Offshore Wind Farms**. : Intech, 2012. Disponível em: <https://www.intechopen.com/books/energy-transmission-and-grid-integration-of-ac-offshore-wind-farms>. Acesso em: 11 set. 2017.

WORZYK, Thomas. **Submarine Power Cables: Design, Installation, Repair, Environmental Aspects**. Rôdedy: Springer, 2009. 305 p

RATZE, Alexandre Salcedo. **Controle de Motor de Indução de Média Tensão em Aplicação de Bombeio Submarino**. 2017. 113 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Coppe, Ufrj, Rio de Janeiro, 2017.

SCHEUER, Gerald; MONSEN, Bjarne; RONGVE, Knut. **Sub-sea Compact Gas Compression With High-Speed Vsds And Very Long Step-Out Cables**. In: PCIC EUROPE, 09., 2009, Barcelona. Conference Record. Barcelona: Pcic, 2009.

NAN, Xi; Sullivan, Charles R; **An Improved Calculation of Proximity-Effect Loss in High-Frequency Windings of Round Conductors**. In: IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 853?860., June 2003

URLING, Audrey M. et all; **Characterizing High-Frequency Effects In Transformer Windings-A Guide To Several Significant Articles**. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1989, Baltimore. Conference Record.

SMITH, Glenn; Proximity Effect in Systems of Parallel Conductors

BARTOLI, Massimo; NOFERI, Nicola; REATTI, Alberto; **Modeling Litz-Wire Winding Losses in High-Frequency Power Inductors**. Department of Electronic Engineering, 1996, ITALY

MEEKER, David; **Finite Element Method Magnetics**. 2015. Disponível em <<http://www.femm.info/Archives/doc/manual.pdf> >. Version 4.2. Acesso em Outubro de 2018.

VENDRUSCULO, E.a.; POMILIO, J.a.. **Avoiding Over - Voltages in Long Distance Driving of Induction Motors**. Apec 2001. Sixteenth Annual Ieee Applied Power Electronics Conference And Exposition (cat. No.01ch37181), [s.l.], v. , n. , p.622-627, 4 mar. 2001. IEEE. <http://dx.doi.org/10.1109/apec.2001.911712>.

MAGDOWSKI, Mathias; KOCHETOV, Sergey; LEONE, Marco. **Modeling the skin Effect in the Time Domain For The Simulation Of Circuit Interconnects**. 2008 International Symposium On Electromagnetic Compatibility - Emc Europe, [s.l.], v. 1, n. 1, p.1-6, set. 2008. IEEE. <http://dx.doi.org/10.1109/emceurope.2008.4786892>.

CONWAY, John T.. **Inductance Calculations for Circular Coils of Rectangular Cross Section and Paralles Axes Using Bessel and Struve Functions**. Ieee Transactions On Magnetics, [s.l.], v. 46, n. 1, p.75-81, jan. 2010. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/tmag.2009.2026574>

SILVA, Nilton Francisco Oliveira da. **Conversor Wireless Para Carga Rápida De Supercapacitores**. 2017. 317 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017. Cap. 3..

HAYT, William H. **Análise de Circuitos em Engenharia**. São Paulo: Macgraw-hiil, 1973

HAFNER, Ângelo Alfredo. **Modelagem Analítica e numérica de cabos de potência**. 2016. 164 f. Tese (Doutorado) - Curso de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2016.

SALGADO, R. D. S. Notas de Aula - Introdução aos Sistemas de Energia elétrica. Florianópolis, Brasil, 2010.

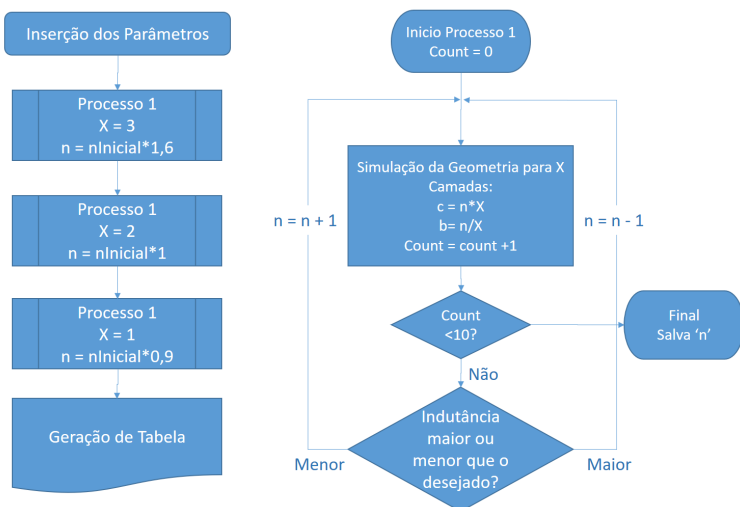
BASTOS, J. P. A. Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase-Estática. Florianópolis, Santa Catarina: Editora da UFSC, 2008. 396 p.

WHEELER, H. A. Simple Inductance Formulas for Radio Coils. Hoboken, Volume 16, n° 10, 1928, 1398p.-1401

APÊNDICE A – *Script* para encontrar geometria do indutor

Este *Script* foi utilizado para encontrar geometria do indutor à partir de uma indutância desejada. Como apresentado na Figura. São fornecidos pelo usuário o valor de Indutância desejado(Ldesejado), uma estimativa inicial(chuteInicial), o raio do núcleo (ri), a espessura do chicote(e) e a tolerância em μH (tolerancia). As dimensões são transformadas em polegadas para seguir o exemplo para cálculo de indutância encontrado no site: <http://www.femm.info/wiki/HomePage>, que utiliza as condições de contorno em polegadas.

Figura 47 – Fluxograma simplificado do funcionamento do código para determinação da geometria do Indutor.



Fonte: Desenvolvido pelo Autor.

```

function Desejo(Ldesejado,chuteInicial,ri,e,tolerancia)
% n = number of turns in coil
% ri = inner radius of coil in centimeters
% ro = outer radius of coil in centimeters
% b = axial length of coil in centimeters
Lsimulado= zeros(1,3);
% O problema foi modelado em polegadas:
e = e/2.54;
ri = ri/2.54;
ro = (ri+e);
n = zeros(1,3);
  
```

% Para uma camada:

```

n(1) = chuteInicial*1.6;
count=0;
while ((abs((Lsimulado(1) - Ldesejado)) > tolerancia)& count<20)
    count = count+1;
    Lsimulado(1) = inductance(ceil(n(1)),ri,ro,ceil(n(1))*e)*106;
    if Lsimulado(1) > Ldesejado
        n(1)=n(1)-1;
    end
    if Lsimulado(1) < Ldesejado
        n(1)=n(1)+1;
    end
end

```

% Para duas camadas:

```

n(2) = ceil(chuteInicial);
ro = ri+2*e;
count=0;
while ((abs((Lsimulado(2) - Ldesejado)) > tolerancia)& count;20)
    count = count+1;
    Lsimulado(2) = inductance(ceil(n(2)),ri,ro,ceil(n(2))*e/2)*106;
    if Lsimulado(2) > Ldesejado
        n(2) = n(2)-1;
    end

    if Lsimulado(2) < Ldesejado
        n(2) = n(2) + 1
    end
end

```

% Para tres camadas n(3) = ceil(chuteInicial*0.9);

```

r0= ri+3*e;
count=0;
while ((abs((Lsimulado(3) - Ldesejado)) > tolerancia)& count;20)
    count=count+1;
    Lsimulado(3) = inductance(ceil(n(3)),ri,ro,ceil(n(3))*e/3)*106;
    if Lsimulado(3) > Ldesejado
        n(3) = n(3)-1;
    end
end

```

```

        if Lsimulado(3) < Ldesejado
            n(3) = n(3) + 1;
        end

%Calculo do comprimento do chicote
r1 = ri;
r2 = r1+e;
r3 = r2+e;
C(1) = 2*pi*ri*n(1)
t1=2*pi*ri*n(2)/2;
t2=2*pi*r1*n(2)/2;
C(2)=t1+t2;
c1=2*pi*ri*n(3)/3
c2=2*pi*r2*n(3)/3
c3=2*pi*r3*n(3)/3
C(3)=c1+c2+c3;
C=C*2.54/100;

%Mostra Resultados
disp(n)
disp(Lsimulado)
disp(C);
%Outros calculos (Resistência e Potência dissipada no Indutor): quan-
tidadeCabos = 10;
rCaboEscolhido = 0.102362/2;
csaCaboEscolhido = (pi*rCaboEscolhido^2)/10000;resistenciaCobre =
1.73*10^8;
R = zeros(1,3);
P = zeros(1,3);
for cnt=1:3
    R(cnt)= C(cnt)*resistenciaCobre/(quantidadeCabos*csaCaboEscolhido);
    P(cnt)= R(cnt)*900;
end
disp(R);
disp(P);
%
end

```


**APÊNDICE B – Variação de resistência em função da
distância entre as camadas do Indutor**

Código para estimar a variação de resistência com $\frac{R_{AC(10kHz)}}{R_{DC(0Hz)}}$ em função da distância e entre as camadas de um indutor para um chicote com 5mm de diâmetro formado por 10 cabos AWG 18.

```
%Femm
clear all;
n = 1;
N = 15;
r = 2.5;
D = 50;
nf = 1;
for f = 0:10000:10000
    %Valores de
    for d = 0.2:0.5:10.2
        openfemm(1);
        newdocument(0);
        mi_probdef(f,'millimeters','axi',1e-8,0,30);
        %Camada 1
        for count = 0:N;
            mi_drawarc(D,r*(2*count+1),(D+2*r),r*(2*count+1),180,10);
            mi_drawarc((D+2*r),r*(2*count+1),D,r*(2*count+1),180,10);
        end
        %Camada 2
        for count = 0:N;
            mi_drawarc((D+2*r+d),r*(2*count+1),(D+4*r+d),r*(2*count+1),180,10);
            mi_drawarc((D+4*r+d),r*(2*count+1),(D+2*r+d),r*(2*count+1),180,10);
        end
        %Camada 3
        for count=0:N;
            mi_drawarc((D+4*r+2*d),r*(2*count+1),(D+6*r+2*d),r*(2*count+1),180,10);
            mi_drawarc((D+6*r+2*d),r*(2*count+1),(D+4*r+2*d),r*(2*count+1),180,10);
        end
        % Added Material
        mi_addmaterial('coil',1,1,0,0,58,0,0,1,0,10,1.024);%Cada con-
        dutor formado por 10 cabos AWG18
        mi_addmaterial('air',1,1,0,0,0,0,0,1,0,0,0);
        mi_addcircprop('ioil',30,1);
        %Circuito;          %Adicionar Material
        for t = 0:N;
            for count=0:2
                mi_addblocklabel(D+r*(1+2*count)+(d*count),r*(2*t+1),180,10);
            end
        end
    end
end
```

```

        end
    end
    %Selecionar o material
    for t = 0:N;
        for count=0:2
            mi_selectlabel(D+r*(1+2*count)+(d*count),r*(2*t+1));
            mi_setblockprop('coil',0,r/10,'ioil',0,1,1);
            mi_clearselected;
        end
    end
    %Propiedades
    mi_addblocklabel(15,-15);
    mi_selectlabel(15,-15);
    mi_setblockprop('air',0,1,'iNone;',0,0,0);
    mi_clearselected;
    % Desenha arco
        mi_drawarc(0,-100,0,160,180,5);
    mi_drawline(0,-100,0,160);
    % Boundary Condition 'abc'
    mi_addboundprop('abc',0,0,0,0,0,1/(0.0254*pi*4.e-7),0,2);
    mi_selectarcsegment(0,-100);
    mi_setarcsegmentprop(5,'abc',0,0);
    mi_clearselected;
    mi_saveas('c:\\femm42\\examples\\tmp.fem');
    mi_analyze(1);
    mi_loadsolution;
    c = mo_getcircuitproperties('ioil');
    y(n,nf)=real(c(2))/real(c(1));
    n = n+1
end
nf = nf+1
n = 1
end
Y = abs(y(:,2))./abs(y(:,1));
plot(Y)
hold on;

```

**APÊNDICE C – Interferência da indutância em função da
distância de uma barreira ao indutor.**

Código para determinar a interferência de uma barreira no próprio indutor.

```
function y=inductance()
%Dimensões do Indutor
n = 41;
ri= 5.1;
ro= 6.3;
z = 6.6;
%Dimensões da Barreira
x1 = 8;
x2 = 8.1;
y1 = -z/2;
y2 = z/2;
%Movement
dx = 1;
dy = 0;
%Código: openfemm;
newdocument(0);
mi_probdef(10000,'centimeters','axi',1e-8,0,30);
mi_drawrectangle(ri,-z/2,ro,z/2);
r=2*max([ro,ri,z]);
mi_drawarc(0,-r*3,0,r*3,180,5);
mi_drawline(0,-r*3,0,r*3);
mi_addcircprop('icoil',1,1);
mi_addblocklabel((ri+ro)/2,0);
mi_addblocklabel(10,-30);
mi_addmaterial('coil',1,1,0,0,58,0,0,1,0,0,0);
mi_addmaterial('air',1,1,0,0,0,0,0,1,0,0,0);
mi_addmaterial('aluminium',1,1,0,0,38,0,0,1,0,0,0);
mi_addboundprop('abc',0,0,0,0,0,0,1/(r*0.0254*pi*4.e-7),0,2);
mi_selectlabel((ri+ro)/2,0);
mi_setblockprop('coil',0,r/40,'icoil',0,0,n);
mi_clearselected;
mi_selectlabel(10,-30);
mi_setblockprop('air',0,r/2,'None',0,0,0);
mi_clearselected;
mi_selectarcsegment(r,0);
mi_setarcsegmentprop(5,'abc',0,0);
mi_drawrectangle(x1,y1,x2,y2);
mi_selectrectangle(x1,y1,x2,y2,4);
```



```

mi_setgroup(1);
mi_saveas('c:\\femm42\\examples\\tmp.fem');
mi_addblocklabel(x1+(x2-x1)/2,(y1+y2)/2);
mi_selectlabel(x1+(x2-x1)/2,(y1+y2)/2);
mi_setblockprop('aluminium',0,1/20,'<None>',0,0,0);
mi_setgroup(1);
%Creates File
mi_analyze(1);
mi_loadsolution;
mo_maximize;
mo_zoom(0,-10,20,10);
mo_showdensityplot(1,0,1.47498644014276e-007,0.000389674669819994,'mag')
for n1=1:30
%Move the barrier closer and closer to the inductor
mi_analyze(1);
mi_loadsolution;
c=mo_getcircuitproperties('icoil');
y(n1)=c(3)/c(1);
count(n1)=x1+5+dx*n1-ro;
mi_selectgroup(1);
mi_movetranslate(+dx,dy);
end
plot(count,y,'LineWidth',2);
xlabel('Distancia d(cm)');
ylabel('Inductance L(uH)');
grid on;
xlim([8 36])
ylabel('Inductance L(uH)');
grid on;

```

APÊNDICE D – Simulação da variação da resistência em função da frequência

Código escrito em Matlab para calculo de resistência AC em função da frequência.

```
%Femm
clear all;
n=1;
N=13;
r=2.5;
D=51;
nf=1;
d=0.2;

%Valores de
f=0;
openfemm(1);
newdocument(0);
mi_probdef(f,'millimeters','axi',1e-8,0,30);
%Camada 1
for count=0:N;
mi_drawarc(D,r*(2*count+1),(D+2*r),r*(2*count+1),180,10)
mi_drawarc((D+2*r),r*(2*count+1),D,r*(2*count+1),180,10)
end
%Camada 2
for count=0:N;
mi_drawarc((D+2*r+d),r*(2*count+1),(D+4*r+d),r*(2*count+1),180,10)
mi_drawarc((D+4*r+d),r*(2*count+1),(D+2*r+d),r*(2*count+1),180,10)
end
%Camada 3
for count=0:N;
mi_drawarc((D+4*r+2*d),r*(2*count+1),(D+6*r+2*d),r*(2*count+1),180,10)
mi_drawarc((D+6*r+2*d),r*(2*count+1),(D+4*r+2*d),r*(2*count+1),180,10)
% end
% Added Material
mi_addmaterial('coil',1,1,0,0,58,0,0,0,4,0,0,10,1.024);
%Cada condutor formado por 10 cabos AWG18
mi_addmaterial('air',1,1,0,0,0,0,0,1,0,0,0);
mi_addecircprop('ioil',30,1);
%Circuito; %Adicionar Material for t=0:N;
for count=0:1
mi_addblocklabel(D+r*(1+2*count)+(d*count),r*(2*t+1));
end
```

```

end
%Selecionar o material
for t=0:N;
for count=0:2
mi_selectlabel(D+r*(1+2*count)+(d*count),r*(2*t+1));
mi_setblockprop('coil',0,r,'ioil',0,1,1);
mi_clearselected;
end
end
%Seta Propiedades mi_addblocklabel(15,-15);
mi_selectlabel(15,-15);
mi_setblockprop('air',0,1,'iNone',0,0,0);
mi_clearselected;
% Desenha arco
mi_drawarc(0,-100,0,160,180,5);
mi_drawline(0,-100,0,160);
% Boundary Condition 'abc'
mi_addboundprop('abc',0,0,0,0,0,0,1/(0.0254*pi*4.e-7),0,2);
mi_selectarcsegment(0,-100);
mi_setarcsegmentprop(5,'abc',0,0);
mi_clearselected;
n=1;
for f=0:1000:10000
mi_probdef(f,'millimeters','axi',1e-8,0,30);
mi_saveas('c:\\femm42\\examples\\tmp.fem'); mi_analyze(1);
mi_loadsolution;
c=mo_getcircuitproperties('ioil');
y(n)=real(c(2))/real(c(1));
n=n+1;
end
semilogx(squeeze(y/y(1)))
title('Variação da Relação Rac/Rdc com a distância entre camadas')
xlabel('f')
%xticklabels('0', '1000', '2000', '3000', '4000', '5000', '6000', '7000',
'8000', '9000', '10000') ylabel('RAC/RDC');
hold on;
ax=gca;
ax.XLim=[1 10];
ax.YLim=[0 10];

```

**APÊNDICE E – Tradução dos parâmetros da linha de
transmissão em alta tensão para a bancada de testes**

Tradução dos parâmetros da linha de transmissão em alta tensão para a bancada de testes. Para a determinação dos valores de base foram utilizados como referência dos parâmetros da máquina de média e baixa tensão.

$$\begin{aligned}
 S_{b1} &= 2500 \text{ kVA} & f_b &= 60 \text{ Hz} \\
 P_{b1} &= 2000 \text{ kW} & w_b &= 2\pi f_b = 376,991 \text{ rad/s} \\
 V_{b1} &= 13,6 \text{ kV} \\
 FP_{b1} &= \frac{P_{b1}}{S_{b1}} \\
 \phi_1 &= \arccos(FP_{d1}) \\
 I_{b1} &= \frac{S_{b1}}{\sqrt{3}V_{b1}} = 106,13 \text{ A} & Z_{b13\phi} &= 73,98\Omega \\
 Y_{b1\phi} &= \frac{1}{Z_{b1\phi}} = 7,803 \times 10^{-3} & Y_{b11\phi} &= \frac{1}{Z_{b13\phi}} = 0,01235 \frac{1}{\Omega} \\
 X_{b11\phi} &= Z_{b11\phi} \cdot \sin(\phi_1) = 76,886\Omega & X_{b13\phi} &= Z_{b13\phi} \cdot \sin(\phi_1) \\
 L_{b11\phi} &= \frac{X_{b11\phi}}{\omega_b} = 203,948 \cdot 10^{-3} \text{ H} \\
 C_{1\phi} &= \frac{Y_{b11\phi}}{\omega_b} = 20 \cdot 10^{-6} \text{ F} \\
 R_{b11\phi} &= \sqrt{Z_{b11\phi}^2 - X_{b11\phi}^2} = 102,51 \Omega
 \end{aligned}$$

Parâmetros do Cabo em p.u. para a média tensão por unidade de comprimento.

$$\begin{aligned}
 \text{Resistência por km} \\
 r_{pu_b11\phi} &= \frac{r_{nom}}{Z_{b11\phi}} = 1,53 \cdot 10^{-6} \frac{1}{m} & r_{pu_b13\phi} &= \frac{r_{nom}}{Z_{b13\phi}} = 2,69 \cdot 10^{-6} \frac{1}{m} \\
 \text{Reatância por km} \\
 X_{Lnom} &= l_{nom}\Omega_b = 1,34 \cdot 10^{-4} & x_{pu_b13\phi} &= \frac{X_{Lnom}}{Z_{b13\phi}} = 1,814 \cdot 10^{-6} \frac{1}{m} \\
 B_{Cnom} &= c_{nom}\Omega_b = 1,65 \cdot 10^{-7} \\
 x_{pu_b11\phi} &= \frac{X_{Lnom}}{Z_{b11\phi}} = 1,047 \cdot 10^{-6} \frac{1}{m} \\
 b_{pu_b11\phi} &= \frac{B_{Cnom}}{Z_{b11\phi}} = 2,115 \cdot 10^{-5} \frac{1}{m} & b_{pu_b13\phi} &= \frac{B_{Cnom}}{Z_{b13\phi}} = 1,222 \cdot 10^{-5} \frac{1}{m}
 \end{aligned}$$

Parâmetros do cabo em p.u. para a média tensão.

$$\begin{aligned}
 d &= 30 \text{ km} \\
 R_{pu11\phi} &= r_{pu_b11\phi} \cdot d = 45,886 \cdot 10^{-3} & R_{1\phi} &= r_{pu_b11\phi} \cdot d \cdot Z_{b11\phi} = 5,88 \Omega \\
 X_{pu11\phi} &= x_{pu_b11\phi} \cdot d = 31,42 \cdot 10^{-3} & L_{1\phi} &= \frac{x_{pu_b11\phi} \cdot d \cdot Z_{b11\phi}}{\omega_b} = 10,68 \cdot 10^{-3} \text{ H} \\
 B_{pu11\phi} &= b_{pu_b11\phi} \cdot d = 634,782 \cdot 10^{-6} & C_{1\phi} &= b_{pu_b11\phi} \cdot d \cdot Y_{b11\phi} = 13,14 \cdot 10^{-6} \text{ F}
 \end{aligned}$$

Para máquina de baixa tensão.

$$S_{b2} = 19 \text{ kVA}$$

$$P_{b2} = 15 \text{ kW}$$

$$V_{b2} = 380 \text{ V}$$

$$FP_{d2} = \frac{P_{b2}}{S_{b2}}$$

$$I_{b2} = \frac{S_{b2}}{\sqrt{3} \cdot V_{b2}} = 28,86 \text{ A}$$

$$Z_{b21\phi} = \frac{V_{b21\phi}}{I_{b2}} = 13,16 \Omega$$

$$Y_{b21\phi} = \frac{1}{Z_{b21\phi}} = 0,075967 \frac{1}{\Omega}$$

$$X_{b21\phi} = Z_{b21\phi} \cdot \sin(\phi_2) = 8,07 \Omega$$

$$L_{b21\phi} = \frac{X_{b21\phi}}{\omega_b} = 21,432 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$R_{b21\phi} = \sqrt{Z_{b21\phi}^2 - X_{b21\phi}^2} = 10,39 \Omega$$

$$Z_{b23\phi} = 7,6 \Omega$$

$$Y_{b23\phi} = \frac{1}{Z_{b23\phi}} = 0,136 \frac{1}{\Omega}$$

Calculo dos parâmetros do cabo por unidade de comprimento para baixa tensão.

$$r_{bt1\phi} = r_{pu_{bt1\phi}} \cdot Z_{b21\phi} = 2,013 \cdot 10^{-5}$$

$$r_{bt3\phi} = r_{pu_{bt3\phi}} \cdot Z_{b23\phi} = 2,013 \cdot 10^{-5}$$

$$X_{bt1\phi} = X_{pu_{bt1\phi}} \cdot Z_{b21\phi} = 1,379 \cdot 10^{-5}$$

$$X_{bt3\phi} = X_{pu_{bt3\phi}} \cdot Z_{b23\phi} = 1,379 \cdot 10^{-5}$$

$$l_{bt1\phi} = \frac{x_{bt1\phi}}{\omega_b} = 3.65 \cdot 10^{-8}$$

$$l_{bt3\phi} = \frac{x_{bt3\phi}}{\omega_b} = 3.65 \cdot 10^{-8}$$

$$b_{bt1\phi} = b_{pu_{bt1\phi}} \cdot Y_{b21\phi} = 1,607 \cdot 10^{-6}$$

$$r_{bt3\phi} = r_{pu_{bt3\phi}} \cdot Z_{b23\phi} = 1,607 \cdot 10^{-6}$$

$$c_{bt1\phi} = \frac{b_{bt1\phi}}{\omega_b} = 4.264 \cdot 10^{-9}$$

$$c_{bt3\phi} = \frac{b_{bt3\phi}}{\omega_b} = 4.264 \cdot 10^{-9}$$

Finalmente os parâmetros unitários do cabo em baixa tensão:

$$d = 30 \text{ km}$$

$$R_{bt1\phi} = r_{bt1\phi} \cdot d = 0,604 \Omega$$

$$L_{bt1\phi} = l_{bt1\phi} \cdot d = 1,097 \mu\text{H}$$

$$C_{bt1\phi} = c_{bt1\phi} \cdot d = 127,914 \mu\text{F}$$

$$(\text{Comprimento do umbilical})$$

$$R_{bt3\phi} = r_{bt3\phi} \cdot d = 0,604 \Omega$$

$$L_{bt3\phi} = l_{bt3\phi} \cdot d = 1,097 \mu\text{H}$$

$$C_{bt3\phi} = l_{bt3\phi} \cdot d = 127,914 \mu\text{F}$$

Resistências, capacitâncias e indutâncias para cada seção do emulador.

$$\begin{aligned}\frac{R_{bt_1\phi}}{7} &= 0,086 \, \Omega \\ \frac{L_{bt_1\phi}}{7} &= 156,73 \, \mu\text{H} \\ \frac{C_{bt_1\phi}}{7} &= 18,27 \, \mu\text{F}\end{aligned}$$

ANEXO A – Anexo 1

Código para determinar resposta em frequência de emulador de umbilical com 7 seções.

```
Ts=1e-6; s=tf('s')
Vg=380; fg=60; wr=2*pi*fg;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
N=7;
L1=Ltt/(2*N);
L2=2*L1;L3=L2;L4=L2;L5=L2;L6=L2;L7=L2;L8=L1;
R1=Rcb/(2*N);
R2=2*R1;R3=R2;R4=R2;R5=R2;R6=R2;R7=R2;R8=R1;
C1=Ctt/7;C2=C1;C3=C2;C4=C2;C5=C2;C6=C2;C7=C2;
Zo=sqrt(L1/C1)
Fres=1/(2*pi*sqrt(L1*C1))
RL=0;
Ac=[
-R1./L1 -1./L1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
1./C1 0 -1./C1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
0 1/L2 -R2/L2 -1/L2 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
0 0 1/C2 0 -1/C2 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
0 0 0 1/L3 -R3/L3 -1/L3 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 1/C3 0 -1/C3 0 0 0 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 1/L4 -R4/L4 -1/L4 0 0 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 0 1/C4 0 -1/C4 0 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 0 0 1/L5 -R5/L5 -1/L5 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 0 0 0 1/C5 0 -1/C5 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 0 0 0 0 1/L6 -R6/L6 -1/L6 0 0 0;
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1/C6 0 -1./C6 0 0;
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1/L7 -R7/L7 -1/L7 0;
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1/C7 0 -1/C7;
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1/L8 -(R8+RL)/L8];
Bc=[1/L1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0; 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 -1/L8];
Cc=[1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0];
Ic=[1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0; 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0;
```

```

0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0;
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0;
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0;
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1]
ssc=Cc*(s*Ic-Ac)^1*Bc;
in_vi=ssc(1,1);
vi_in=1/in_vi;
[magout,phase,w ] = bode(vi_in,20,1e6);
subplot(2,1,1)
plot(w/(2*pi),squeeze(20*log10(magout)),'LineWidth',2, 'Color','b');
ax=gca;
ax.XLim=[20 1e4];
ax.YLim=[-20 100];
grid on;
hold on;
r=logspace(log10(20),log10(10000),length(decibel));
a=semilogx(r,-decibel,'LineWidth',2);
a.Color = 'r';
set(gca, 'XScale', 'log');
xlabel('f(Hz)');
ylabel('Z(dB)');
subplot(2,1,2);
plot(w/(2*pi),squeeze(phase),'LineWidth',2,'Color','b');
ax=gca;
ax.XLim=[20 1e4];
ax.YLim=[-100 100];
grid on;
hold on;
r=logspace(log10(20),log10(10000),length(Degree));
a=semilogx(r,-Degree,'LineWidth',2);
a.Color = 'r';
xlabel('f(Hz)');
ylabel('Z(Degrees)');

```